



PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicants: Chan-Soo HWANG et al.

Docket: 678-1211

Serial No.: 10/695,493

Dated: December 15, 2003

Filed: October 28, 2003

For: **DATA TRANSMISSION/RECEPTION APPARATUS AND
METHOD FOR ACHIEVING BOTH MULTIPLEXING GAIN
AND DIVERSITY GAIN IN A MOBILE COMMUNICATION
SYSTEM USING SPACE-TIME TRELLIS CODE**

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

Sir:

Enclosed is a certified copy of Korean Appln. No. 2003-1452 filed on
January 9, 2003, from which priority is claimed under 35 U.S.C. §119.

Respectfully submitted,

Paul J. Farrell
Registration No. 33,494
Attorney for Applicants

DILWORTH & BARRESE, LLP
333 Earle Ovington Boulevard
Uniondale, New York 11553
(516) 228-8484

CERTIFICATE OF MAILING UNDER 37 C.F.R. § 1.8 (a)

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as first class mail, postpaid in an envelope, addressed to the: Commissioner of Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on December 15, 2003.

Dated: December 15, 2003

Paul J. Farrell



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원 번호 : 10-2003-0001452
Application Number

출원 년 월 일 : 2003년 01월 09일
Date of Application JAN 09, 2003

출원인 : 삼성전자주식회사
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



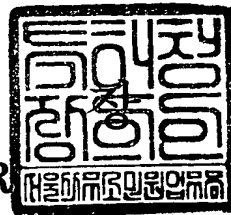
2003 년 09 월 30 일

특

허

청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0003
【제출일자】	2003.01.09
【국제특허분류】	H03M
【발명의 명칭】	시공간 트렐리스 코드를 사용하는 이동 통신 시스템에서 다중화 이득과 다이버시티 이득을 동시에 획득하기 위한 데이터 송수신 장치 및 방법
【발명의 영문명칭】	APPARATUS FOR TRANSMITTING/RECEIVING DATA TO ACHIEVE MULTIPLEX GAIN AND DIVERSITY GAIN AT THE SAME TIME IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM USING SPACE-TIME TRELLIS CODE AND METHOD THEREOF
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	2003-001449-1
【발명자】	
【성명의 국문표기】	황찬수
【성명의 영문표기】	HWANG, Chan Soo
【주민등록번호】	750704-1162416
【우편번호】	449-905
【주소】	경기도 용인시 기흥읍 상갈리 금화마을 주공아파트 303동 1704호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김영수
【성명의 영문표기】	KIM, Yung Soo
【주민등록번호】	640112-1063613
【우편번호】	463-510

【주소】	경기도 성남시 분당구 미금동 까치마을 1단지 대우아파트 109동 2401 호		
【국적】	KR		
【발명자】			
【성명의 국문표기】	남승훈		
【성명의 영문표기】	NAM, Seung Hoon		
【주민등록번호】	771003-1055625		
【우편번호】	158-071		
【주소】	서울특별시 양천구 신정1동 목동 아파트 1022동 504호		
【국적】	KR		
【발명자】			
【성명의 국문표기】	정재학		
【성명의 영문표기】	CHUNG, Jae Hak		
【주민등록번호】	640822-1047624		
【우편번호】	137-070		
【주소】	서울특별시 서초구 서초동 무지개아파트 1동 403호		
【국적】	KR		
【심사청구】	청구		
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인 이견주 (인)		
【수수료】			
【기본출원료】	20	면	29,000 원
【가산출원료】	60	면	60,000 원
【우선권주장료】	0	건	0 원
【심사청구료】	20	항	749,000 원
【합계】	838,000 원		

【요약서】

【요약】

본 발명은 제1송신 안테나 내지 제3송신 안테나의 적어도 3개의 송신 안테나들을 구비하고, 예를 들어, 상기 제1송신 안테나와 제2송신 안테나를 제1송신 안테나 그룹으로, 상기 제2송신 안테나와 제3송신 안테나를 제2송신 안테나 그룹으로 그룹화하는 중첩 안테나 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서, 상기 제1송신 안테나 그룹을 통해 송신할 L개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 L개의 정보 비트열들 각각을 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1변조 심벌열 및 제2변조 심벌열로 출력하고, 상기 제2송신 안테나 그룹을 통해 송신할 또 다른 L개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 또 다른 L개의 정보 비트열들 각각을 상기 변조 방식으로 변조하여 제3변조 심벌열 및 제4변조 심벌열로 출력하고, 상기 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 중 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 제1천공 심벌열 내지 제2천공 심벌열들로 출력하며, 상기 제1천공 심벌열을 상기 제1송신 안테나를 통해 송신하도록 제어하고, 상기 제2천공 심벌열과 제3천공 심벌열을 가산하여 상기 제2송신 안테나를 통해 송신하도록 제어하고, 상기 제4천공 심벌열을 상기 제3송신 안테나를 통해 출력하도록 제어한다.

【대표도】

도 9

【색인어】

천공 매트릭스, 다중화 이득, 다이버시티 이득

【명세서】**【발명의 명칭】**

시공간 트렐리스 코드를 사용하는 이동 통신 시스템에서 다중화 이득과 다이버시티 이득을 동시에 획득하기 위한 데이터 송수신 장치 및 방법{APPARATUS FOR TRANSMITTING/RECEIVING DATA TO ACHIEVE MULTIPLEX GAIN AND DIVERSITY GAIN AT THE SAME TIME IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM USING SPACE-TIME TRELLIS CODE AND METHOD THEREOF}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 STTC를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 2는 도 1의 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P) 내부 구조를 도시한 도면

도 3은 인코더 개수가 2개이고, 송신 안테나가 3개인 STTC 송신기 구조를 도시한 도면

도 4는 도 1의 송신기에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 5는 일반적인 combined array processing and diversity 방식을 사용하는 STTC 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 6은 도 5의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 7은 일반적인 combined array processing and diversity 방식에 따른 STTC 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 8은 도 7의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 9는 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 시공간 트렐리스 코드(STTC: Space-Time Trellis Code, 이하 "STTC"라 칭하기로 한다)를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 10은 도 9의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 11은 도 10의 제1디코더(1015-1) 내지 제P디코더(1015-P) 내부 구조를 도시한 도면

도 12는 일반적인 BPSK 방식의 constellation을 도시한 도면

도 13은 overlapped combined array processing and diversity 방식에 따른 트렐리스 구조를 도시한 도면

도 14는 본 발명의 실시예에 따른 트렐리스 구조를 도시한 도면

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<15> 본 발명은 이동 통신 시스템에 관한 것으로서, 특히 시공간 트렐리스 코드(STTC: Space-Time Trellis Code, 이하 "STTC"라 칭하기로 한다)를 사용하는 이동 통신 시스템에서 다중화 이득(multiplex gain)과 다이버시티 이득(diversity gain)을 동시에 획득하기 위한 데이터 송수신 장치 및 방법에 관한 것이다.

<16> 이동 통신 시스템(Mobile Telecommunication System)이 급속히 발전해 나가고, 또한 상기 이동 통신 시스템에서 서비스하는 데이터량이 급속하게 증가함에 따라 보다 고속의 데이터를 전송하기 위한 3세대 이동 통신 시스템이 개발되었다. 이런 3세대 이동 통신 시스템은 유럽

은 기지국간 비동기방식인 광대역 코드 분할 다중 접속(W-CDMA: Wideband-Code Division Multiple Access) 방식을, 북미는 기지국간 동기방식인 CDMA(Code Division Multiple Access, 이하 "CDMA"라 칭하기로 한다)-2000 방식을 무선 접속 규격으로 표준화하고 있으며, 상기 이동통신시스템은 통상적으로 한 기지국을 통해 다수개의 단말기(MS: Mobile Station)들이 교신하는 형태로 구성된다. 그런데, 상기 이동 통신 시스템에서 고속 데이터 전송시 무선 채널 상에서 발생하는 페이딩(Fading) 현상에 의해 수신 신호의 위상이 왜곡된다. 상기 페이딩은 수신 신호의 진폭을 수 dB에서 수십 dB까지 감소시키므로, 이렇게 페이딩 현상에 의해 왜곡된 수신 신호의 위상은 데이터 복조시 보상을 수행하지 않을 경우, 송신측에서 송신한 송신데이터의 정보 오류원인이 되어 이동통신 서비스의 품질을 저하시키게 되는 원인이 된다. 그러므로 이동통신시스템에서 고속 데이터를 서비스 품질 저하 없이 송신하기 위해서는 페이딩을 극복해야만 하고, 이런 페이딩을 극복하기 위해서 여러 가지 방법의 다이버시티(Diversity) 기법이 사용된다.

<17> 일반적으로 CDMA 방식에서는 채널의 지연 확산(delay spread)을 이용해 다이버시티 수신하는 레이크(Rake) 수신기를 채택하고 있다. 상기 레이크 수신기는 다중 경로(multi-path) 신호를 수신하기 위한 수신 다이버시티가 적용되고 있지만, 전술한 지연 확산을 이용하는 다이버시티 기법을 적용한 레이크 수신기는 지연 확산이 설정치보다 작은 경우 동작하지 않는 문제점이 있다. 또한, 인터리빙(Interleaving)과 코딩(Coding)을 이용하는 시간 다이버시티(Time diversity) 기법은 도플러 확산(Doppler spread) 채널에서 사용된다. 하지만, 상기 시간 다이버시티 방식은 저속 도플러 확산 채널에서는 이용하는 것이 힘들다는 문제점이 있었다.

<18> 그러므로 실내 채널과 같이 지연 확산이 작은 채널과, 보행자 채널과 같이 도플러 확산이 저속인 채널에서는 페이딩을 극복하기 위해 공간 다이버시티(Space Diversity) 기법이 사용

된다. 상기 공간 다이버시티는 두 개 이상의 송수신 안테나를 이용하는 다이버시티 기법이다. 즉, 한 개의 송신 안테나를 통해 송신된 신호가 페이딩으로 인해 그 신호 크기가 감소할 경우, 나머지 송신 안테나를 통해 송신된 신호를 수신하는 기법이다. 상기 공간 다이버시티는 수신 안테나를 이용하는 수신안테나 다이버시티 기법과 송신 안테나를 이용하는 송신 다이버시티 기법으로 분류할 수 있다. 그러나, 상기 수신안테나 다이버시티 기법의 경우 단말기에 적용하므로 단말기의 크기와 비용 측면에서 다수개의 수신 안테나를 설치하기 힘들기 때문에, 기지국에 다수개의 송신 안테나를 설치하는 송신 다이버시티 기법을 사용하는 것이 권장된다.

<19> 특히, 4세대(4G) 이동 통신 시스템에서는 10Mbps 내지 150Mbps 정도의 정보 송신 속도를 기대하고 있으며, 오류율(error rate)은 음성(voice)의 경우 비트 에러율(BER: Bit Error Rate, 이하 "BER"이라 칭하기로 한다) 10^{-3} , 데이터의 경우 BER 10^{-6} , 영상(image)의 경우 BER 10^{-9} 정도를 요구하고 있다. 상기 STTC는 다중 안테나와 채널 부호화 기술이 결합된 것으로서, 무선 MIMO 채널에서 데이터율(data rate)과 신뢰도(reliability)의 혁신적인 개선을 가져오는 기술이다. 상기 STTC는 송신기 송신 신호의 시공간 차원을 확장함으로써 수신기 시공간 다이버시티 이득을 얻게 되는 것이다. 또한, 부가적인 대역폭(bandwidth) 필요없이 코딩 이득(coding gain)을 얻을 수 있어서 채널 용량에 있어서도 큰 개선을 가지고 있다.

<20> 그래서, 상기 송신 다이버시티 기법을 적용함에 있어 상기 STTC를 사용하며, 상기 STTC를 사용하면 상기 다수개의 송신 안테나들을 사용할 때 페이딩 채널(fading channel)에 의해 생기는 채널 이득(channel gain)의 저하에 대응하는 다이버시티 이득(diversity gain)과 함께 송신 전력을 증폭시킨 효과를 가지는 코딩 이득(coding gain)을 얻게 된다. 상기 STTC를 사용하여 신호를 송신하는 방식은 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance

criterion and code construction,"에 기재되어 있다(Vahid Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," IEEE Trans. on Info. Theory, pp. 744-765, Vol. 44, No. 2, March 1998). 상기 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"는 코드 레이트(code rate)를 단위 시간동안 전송된 심벌(symbol)들의 개수라고 정의할 때, 코드 레이트가 1보다 작아야 송신 안테나와 수신 안테나 수의 곱에 해당하는 diversity gain을 얻을 수 있다고 규정하고 있다.

- <21> 그러면 여기서 도 1을 참조하여 상기 STTC를 사용하는 송신기 구조를 설명하기로 한다.
- <22> 상기 도 1은 일반적인 STTC를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- <23> 상기 도 1을 참조하면, 먼저 P개의 정보 데이터 비트(information data bit)들 $d_1 d_2 d_3 \dots d_L$ 이 상기 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 $d_1 d_2 d_3 \dots d_L$ 은 직렬/병렬 변환기(S/P: Serial to Parallel Convertor)(111)로 입력된다. 여기서, 상기 인덱스(index) L은 상기 송신기에서 단위 송신 시간 동안에 송신할 정보 데이터 비트들의 개수를 나타내며, 상기 단위 송신 시간은 심벌(symbol) 단위 등이 될 수 있다. 상기 직렬/병렬 변환기(111)는 상기 정보 데이터 비트들 $d_1, d_2, d_3, \dots, d_L$ 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더(encoder)(121-1) 내지 제L인코더(121-L)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(111)는 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_1 을 제1인코더(121-1)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_L 을 제P인코더(121-L)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더(121-1)내

지 제L인코더(121-L) 각각은 상기 직렬/병렬 변환기(111)에서 출력된 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(modulator 1)(131-1) 내지 제M변조기(modulator M)(131-M)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M은 상기 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타내며, 상기 인코딩 방식은 STTC 인코딩 방식이다. 상기 제1인코더(121-1) 내지 제L인코더(121-L) 인코더 내부 구조는 하기에서 도 2를 참조하여 설명할 것이므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

<24> 그리고, 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M) 각각은 상기 제1인코더(121-1) 내지 제L인코더(121-L)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 출력한다. 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M) 각각은 입력되는 신호들만 상이할 뿐 그 동작은 유사하므로 여기서는 상기 제1변조기(131-1)를 일 예로 하여 설명하기로 한다. 상기 제1변조기(131-1)는 상기 제1인코더(121-1) 내지 제L인코더(121-L)에서 출력한 신호를 입력하여 가산한 후 상기 제1변조기(131-1)가 연결되는 송신 안테나, 즉 제1송신 안테나(ANT 1)에 적용되는 이득을 곱하고, 상기 이득이 곱해진 신호를 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조한 후 제1송신 안테나(ANT 1)로 출력한다. 여기서, 상기 변조 방식으로는 BPSK(Binary Phase Shift Keying, 이하 "BPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QPSK(Quadrature Phase Shift Keying, 이하 "QPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QAM(Quadrature Amplitude Modulation, 이하 "QAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PAM(Pulse Amplitude Modulation, 이하 "PAM"이라 칭하기로 한다) 방식과,

PSK(Phase Shift Keying, 이하 "PSK"라 칭하기로 한다) 방식 등과 같은 변조 방식들이 있으며, 상기 도 1에서는 인코더들의 개수가 L개이므로 2^L -ary QAM 방식을 사용한다고 가정하기로 한다. 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M)는 각각 변조된 변조 심벌들 S_1 내지 S_M 을 상기 제1 송신 안테나(ANT 1) 내지 제M 송신 안테나(ANT M) 각각으로 출력한다. 상기 제1 송신 안테나(ANT 1) 내지 제M 송신 안테나(ANT M) 각각은 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M)에서 출력한 변조 심벌들 S_1 내지 S_M 을 에어(air)상으로 전송한다.

<25> 그러면 여기서 도 2를 참조하여 상기 제1인코더(121-1) 내지 제L인코더(121-L) 내부 구조를 설명하기로 한다.

<26> 상기 도 2는 도 1의 제1인코더(121-1) 내지 제L인코더(121-L) 내부 구조를 도시한 도면이다.

<27> 상기 도 2를 참조하면, 상기 도 1에서 설명한 제1인코더(121-1) 내지 제L인코더(121-L)는 상기 도 2에 도시되어 있는 바와 같은 구조를 가지며, 상기 제1인코더(121-1)를 일 예로 하여 설명하기로 한다. 상기 직렬/병렬 변환기(111)에서 출력한 정보 데이터 비트 d_1 은 제1인코더(121-1)로 입력되고, 상기 제1인코더(121-1)는 상기 정보 데이터 비트 d_1 을 tapped delay line, 즉 지연기(D: Delay)들(211-1)(211-2), .., (211-(K-1))로 출력한다. 여기서, 상기 tapped delay line의 지연기들은 상기 제1인코더(121-1)의 구속장(이하 "constraint length"라 칭하기로 한

다) K 보다 1개 적은 개수로 구비된다. 상기 지연기들(211-1)(211-2), ..., (211-(K -1)) 각각은 입력되는 신호를 지연하여 출력한다. 즉, 상기 지연기(211-1)는 상기 정보 데이터 비트 d_1 을 지연하여 지연기(211-2)로 출력하고, 상기 지연기(211-2)는 상기 지연기(211-1)에서 출력하는 신호를 지연한 후 출력한다. 또한, 상기 지연기들(211-1)(211-2), ..., (211-(K -1)) 각각의 입력단으로 제공되는 신호들은 미리 설정되어 있는 이득이 곱해져서 모듈로 가산기(modulo adder)들(221-1), ..., (221- M)로 출력된다. 여기서, 상기 모듈로 가산기들의 개수는 상기 송신 안테나들의 개수와 동일하며, 상기 도 1에서 송신 안테나들의 개수가 M 이므로, 상기 모듈로 가산기들 역시 M 개 구비된다. 그리고 상기 지연기들(211-1)(211-2), ..., (211-(K -1)) 각각의 입력단에 곱해지는 이득은 $g_{i,j,k}$ 로 표현되는데, 상기 $g_{i,j,k}$ 에서 i 는 인코더 인덱스이며, j 는 안테나 인덱스이며, K 는 메모리 인덱스이다. 상기 도 1에서 P 개의 인코더들이 존재하고, M 개의 안테나들이 존재하므로 상기 i 는 1에서 P 까지 증가하며, j 는 1에서 M 까지 증가하며, K 는 1에서 constraint length k 까지 증가한다. 상기 모듈로 가산기들(221-1), ..., (221- M) 각각은 해당 지연기들(211-1)(211-2), ..., (211-(K -1))의 입력단 신호에 상기 이득이 곱해진 신호들을 모듈로 가산하여 출력한다. 상기 STTC 인코딩 방식 역시 상기 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 상세하게 기재되어 있다.

<28> 그러면 여기서 상기에서 설명한 STTC를 사용하는 송신기 구조에서 인코더 개수가 2개이고, 송신 안테나가 3개일 경우를 도 3을 참조하여 설명하기로 한다.

<29> 상기 도 3은 인코더 개수가 2개이고, 송신 안테나가 3개인 STTC 송신기 구조를 도시한 도면이다.

<30> 상기 도 3을 참조하면, 먼저 2개의 정보 데이터 비트들 d_1 d_2 가 상기 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 d_1 d_2 은 직렬/병렬 변환기(311)로 입력된다. 상기 직렬/병렬 변환기(311)는 상기 정보 데이터 비트들 d_1 , d_2 을 병렬 변환하여 상기 정보 데이터 비트 d_1 을 제1인코더(321-1)로 출력하고, 상기 정보 데이터 비트 d_2 을 제2인코더(321-2)로 출력한다. 상기 제1인코더(321-1)가 constraint length K가 4라고 가정하면(constraint length K = 4), 상기 제1인코더(321-1)의 내부 구조는 상기 도 2에서 설명한 바와 같이 상기 constraint length K 4보다 1작은 개수인 3개의 지연기들과($1+2D+D^3$), 3개의 모듈로 가산기들이 구비된다.

그래서, 상기 제1인코더(321-1)는 첫 번째 지연기로 입력된, 즉 지연되지 않은 정보 데이터 비트 d_1 과, 첫 번째 지연기에서 한번 지연된 비트에 2를 곱한 비트와, 세 번째 지연기에서 세 번 지연된 비트가 제1 송신 안테나(ANT1)의 제1변조기(331-1)에 연결되는 첫 번째 모듈로 가산기로 출력한다. 이런 식으로 상기 제1인코더(321-1)의 3개의 모듈로 연산기들의 출력은 각각 제1 변조기(331-1)와, 제2변조기(331-1)와, 제3변조기(331-3)로 출력된다. 그리고, 상기 제2인코더(321-2)는 상기 직렬/병렬 변환기(311)에서 출력한 d_2 을 입력하여 상기 제1인코더(321-1)와 동일한 방식으로 인코딩한 후 상기 제1변조기(331-1)와, 제2변조기(331-1)와, 제3변조기(331-3) 각각으로 출력한다.

<31> 상기 제1변조기(331-1)는 상기 제1인코더(321-1) 및 제2인코더(321-2)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1송신 안테나(ANT 1)로 출력한다. 여기서, 상기 송신기에 적용되는 변조 방식을 QPSK 방식이라고 가정하기로 하며, 따라서 상기 제1인코더(321-1)에서 출력한 신호가 b_1 이고, 상기 제2인코더(321-2)에서 출력한 신호가 b_2 일 경우 상기 제1변조기(331-1)는 상기 QPSK 방식으로 변조하여 $b_1 + b_2*j$ 로 출력한다. 상기 제1변조기(331-1)와 마찬가지로 상기 제2변조기(331-2) 및 제3변조기(331-3)는 각각 상기 제1인

코더(321-1) 및 제2인코더(321-2)에서 출력한 신호를 입력하여 QPSK 방식으로 변조하여 제2송신 송신안테나(ANT 2)와 제3송신 안테나(ANT 3)로 출력한다. 상기 제1송신 안테나(ANT 1) 내지 제3송신 안테나(ANT 3) 각각은 상기 제1변조기(331-1) 내지 제3변조기(331-3) 각각에서 출력한 변조 심벌들 S_1 내지 S_3 를 에어상으로 송신한다.

<32> 다음으로 도 4를 참조하여 상기 도 1에서 설명한 STTC를 사용하는 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 설명하기로 한다.

<33> 상기 도 4는 도 1의 송신기에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<34> 상기 도 4를 참조하면, 먼저 송신기에서 에어상으로 송신한 신호는 상기 수신기의 수신 안테나들로 수신된다. 상기 도 4에서는 수신 안테나들이 N개 구비되어 있다고 가정하기로 한다. 상기 N개의 수신 안테나들 각각은 에어상으로부터 수신되는 신호를 처리하는데, 상기 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호는 채널 추정기(channel estimator)(411) 및 메트릭 계산기(Metric Calculator)(423)로 입력된다. 상기 채널 추정기(411)는 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들을 가지고 채널 추정한 후 그 채널 추정 결과를 hypothesis(41)로 출력한다.

<35> 한편, 가능 시퀀스 생성기(Possible Sequences Generator)(415)는 상기 송신기에서 정보 데이터 비트들에 대해서 동시에 인코딩되었을 가능성이 있는 모든 종류의 시퀀스들을 생성하고, 상기 생성한 시퀀스들을 제1인코더(417-1) 내지 제L인코더(417-L)로 출력한다. 여기서, 상기 가능 시퀀스 생성기(415)는 상기 송신기에서 정보 데이터를 송신하는 단위가 L개의 정보 비트들이므로, L개의 비트들로 구성된 가능 시퀀스(

$\tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_L$ 들을 생성한다. 이렇게 생성된 가능 시퀀스들의 L 개의 비트들 각각은 상기 제1 인코더(417-1) 내지 제 L 인코더(417- L)로 입력되고, 상기 제1인코더(417-1) 내지 제 L 인코더(417- L)는 입력되는 비트들 각각을 상기 도 2에서 설명한 바와 같은 STTC 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(419-1) 내지 제 M 변조기(419- M)로 출력한다. 상기 제1변조기(419-1) 내지 제 M 변조기(419- M) 각각은 상기 제1인코더(417-1) 내지 제 L 인코더(417- L)에서 출력하는 인코딩된 비트들을 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 상기 hypothesis(412)로 출력한다. 여기서, 상기 제1변조기(419-1) 내지 제 M 변조기(419- M)에서 적용하는 변조 방식은 상기에서 설명한 바와 같이 BPSK 방식과, QPSK 방식과, QAM 방식과, PAM 방식과, PSK 방식 등과 같은 변조 방식들 중 어느 한 방식으로 설정되며, 상기 도 1의 제1변조기(131-1) 내지 제 M 변조기(131- M)에서 적용한 변조 방식이 2^L -ary QAM 방식이므로 상기 제1변조기(419-1) 내지 제 M 변조기(419- M) 역시 상기 2^L -ary QAM 방식으로 입력되는 신호를 변조한다.

<36> 상기 hypothesis(412)는 상기 제1변조기(419-1) 내지 제 M 변조기(419- M) 각각에서 출력한 신호들과, 상기 채널 추정기(411)에서 출력한 채널 추정 결과를 입력하고, 상기 제1변조기(419-1) 내지 제 M 변조기(419- M) 각각에서 출력한 신호들로 이루어진 시퀀스가 상기 채널 추정 결과와 동일한 채널을 통과했을 때의 가상 채널 출력을 생성하여 상기 메트릭 계산기(423)로 출력한다. 상기 메트릭 계산기(423)는 상기 hypothesis(412)에서 출력한 가상 채널 출력과 상기 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제 N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호들을 입력하고, 상기 가상 채널 출력과 상기 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제 N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호들간의 거리를 계산한다. 여기서, 상기 메트릭 계산기(423)는 상기 거리를 계산할 때 Euclidean distance를 사용한다.

<37> 이런 식으로, 상기 메트릭 계산기(423)는 상기 송신기에서 송신할 수 있는 모든 가능한 시퀀스들에 대해서 Euclidean distance를 계산한 후 최소 거리 선택기(minimum distance selector)(425)로 출력한다. 상기 최소 거리 선택기(425)는 상기 메트릭 계산기(423)에서 출력하는 Euclidean distance들 중 최소 거리를 가지는 Euclidean distance를 선택하고, 상기 선택한 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 상기 송신기에서 송신한 정보 비트로 결정하여 병렬/직렬 변환기(P/S: Parallel to Serial Convertor)(427)로 출력한다. 상기 최소 거리 선택기(425)가 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정할 때 사용하는 알고리즘(algorithm)에는 다수의 알고리즘들이 존재할 수 있으나, 여기서는 비터비 알고리즘(Viterbi algorithm)을 사용한다고 가정하기로 한다. 또한, 상기 비터비 알고리즘을 사용하여 최소 거리를 가지는 정보 비트를 추출해내는 과정 역시 상기 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 상세하게 설명되어 있으므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 여기서, 상기 최소 거리 선택기(425)는 상기 가능 시퀀스 생성기(415)에서 발생한 모든 시퀀스들에 대해서 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정하므로, 결과적으로 L개의 정보 비트들, 즉 a_1, a_2, \dots, a_L 을 출력한다. 그러면 상기 병렬/직렬 변환기(427)는 상기 최소 거리 선택기(425)에서 출력한 L개의 정보 비트들을 직렬 변환하여 수신 정보 데이터 시퀀스 $a_1 a_2 \dots a_L$ 로 출력하는 것이다.

<38> 한편, 상기 STTC는 상기에서 설명한 바와 같이 송신기가 다수의 송신 안테나들을 구비하여 신호를 송신하는 경우, 페이딩 채널에 의해 발생하는 채널 이득 저하 현상을 제거하기 위해서 다이버시티 이득과 함께 송신 신호의 전력을 증폭하여 수신한 효과를 가지는 코딩 이득을

동시에 획득할 수 있다. 그리고, 상기 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"는 STTC를 사용하는 통신 시스템은 코드 레이트를 단위 시간동안 전송된 심벌들의 개수라고 정의할 때, 코드 레이트가 1보다 작아야 송신 안테나와 수신 안테나 수의 곱에 해당하는 다이버시티 이득을 얻을 수 있다고 규정하고 있다. 즉, 임의의 전송 시점에서 한 개의 송신 안테나를 통해 에어상으로 송신되는 심벌내의 정보 데이터 비트들 수가 N 개라고 가정하면, 송신기에서 다수개의 송신 안테나들을 사용하더라도 임의의 전송 시점에서 상기 다수의 송신 안테나들을 통해 에어상으로 송신할 수 있는 정보 데이터 비트들의 수는 상기 N 개 이하여만 송신 안테나와 수신 안테나 수의 곱에 해당하는 다이버시티 이득을 얻을 수 있다고 규정하고 있다. 이렇게 상기 다수의 송신 안테나들을 통해 에어상으로 송신할 수 있는 정보 데이터 비트들의 수는 상기 N 개 이하여만 한다고 규정하는 이유는 상기 다수의 송신 안테나들을 통한 다이버시티 이득을 유지하기 위해서이다.

<39> 상기에서 설명한 바와 같이 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템은 다이버시티 이득과 코딩 이득을 동시에 획득하기 때문에 변화하는 채널 환경에서 다중 안테나를 사용할 때 유효하다. 하지만 다중 안테나를 통해 하나의 데이터 스트림(data stream)만을 전송하기 때문에 데이터 전송률 면에서 이득을 취하는 멀티플렉싱 이득을 취하는 것이 난이하다는 문제점이 있었다. 이를 극복하기 위해 최근에는 송신기에서 멀티플렉싱 이득, 즉 전송률을 최대화하기 위해서 다중 안테나에 멀티플렉싱을 적용하여 송신하는 방식이 제안되었다. 상기 다중 안테나에 채널 코딩을 적용하는 방식은 송신기에서 다수의 송신 안테나들을 통해 다수의 데이터 스트림들을 전송하는 방식으로서, 다이버시티 이득과 멀티플렉싱 이득을 동시에 획득할 수 있는 방식이다.

<40> 한편, 상기 다중 안테나에 STTC를 적용하는 방식에서 송신기의 송신 안테나가 3개이고, 수신기의 수신 안테나가 3개일 경우 9 레벨(level)의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 그러나 실제 이동 통신 시스템에서 4 레벨 이상의 다이버시티 이득은 시스템 성능 향상에 영향을 주지 않아서 시스템 성능 개선에 한계점이 존재한다. 이렇게, 실제 높은 레벨의 다이버시티 이득을 얻을 수 있으면서도 시스템 성능을 더 이상 개선하지 못하는 단점을 제거하기 위해 제안된 방식은 송신기의 송신 안테나들의 수가 미리 설정한 개수 이상이 될 때 상기 송신 안테나들을 다수개의 그룹(group)들로 분류하여 신호를 송신하는 방식이다. 이렇게, 상기 송신 안테나들을 다수개의 그룹(group)들로 분류하여 신호를 송신하는 방식을 "combined array processing and diversity"라고 칭하기로 한다. 상기 combined array processing and diversity 방식은 Vahid Tarokh와, A. Naguib과, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1999년 제안한 IEEE 문서 "Combined array processing and space time coding."에 기재되어 있다(Vahid Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Combined array processing and space time coding." IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 45, pp. 1121-1128, May 1999).

<41> 그러면 여기서 상기 combined array processing and diversity 방식에 따른 송신기 구조를 도 5를 참조하여 설명하기로 한다.

<42> 상기 도 5는 일반적인 combined array processing and diversity 방식을 사용하는 STTC 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<43> 상기 도 5를 참조하면, 먼저 상기 송신기는 M개의 송신 안테나들을 구비하며, 상기 M개의 송신 안테나들을 P개의 그룹들로 분류하였다. 즉, M_p 개의 송신 안테나들이 하나의 그룹을 이루며, 이렇게 그룹당 상기 도 1에서 설명한 바와 같은 송신 동작, 즉 인코딩 및 변조 동작이 이루어진다. 여기서, 상기 M

1 내지 M_p 의 총 합은 상기 M 개이다. 그러면 여기서 상기 P 개의 송신 안테나 그룹들 중 첫 번째 송신 안테나 그룹과 P 번째 송신 안테나 그룹을 일 예로 하여 상기 combined array processing and diversity 방식을 설명하기로 한다.

<44> 첫 번째로, 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹에 대해서 설명하기로 한다.

<45> 먼저, L 개의 정보 데이터 비트들 $d_{11} d_{21} d_{31} \dots d_{L1}$ 이 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 $d_{11} d_{21} d_{31} \dots d_{L1}$ 은 직렬/병렬 변환기(511)로 입력된다. 여기서, 상기 인덱스 L 은 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹 송신기에서 단위 송신 시간 동안에 송신할 정보 데이터 비트들의 개수를 나타내며, 상기 단위 송신 시간은 심벌(symbol) 단위 등이 될 수 있다. 또한, 상기 인덱스 L 에 후행하는 인덱스 "1"은 첫 번째 송신 안테나 그룹임을 나타낸다. 상기 직렬/병렬 변환기(511)는 상기 정보 데이터 비트들 $d_{11} d_{21} d_{31} \dots d_{L1}$ 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더(521-1) 내지 제 L_1 인코더(521- L_1)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(511)는 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{11} 을 제1인코더(521-1)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{L1} 을 제 L_1 인코더(521- L_1)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더(521-1)내지 제 L_1 인코더(521- L_1) 각각은 상기 직렬/병렬 변환기(511)에서 출력된 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(531-1) 내지 제 M_1 변조기(531- M_1)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M_1 은 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타내며, 상기 인코딩 방식은 STTC 인코딩 방식이다.

<46> 그리고, 상기 제1변조기(531-1) 내지 제 M_1 변조기(531- M_1) 각각은 상기 제1인코더(521-1) 내지 제 L_1 인코더(521- L_1)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 출력한다. 상기 제1변조기(531-1) 내지 제 M

1 변조기($531-M_1$)는 각각 변조된 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M_1} 을 상기 제1 송신 안테나(ANT 1) 내지 제 M_1 송신 안테나(ANT M_1) 각각으로 출력한다. 상기 제1 송신 안테나(ANT 1) 내지 제 M_1 송신 안테나(ANT M_1) 각각은 상기 제1변조기($531-1$) 내지 제 M_1 변조기 ($531-M_1$)에서 출력한 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M_1} 을 에어상으로 전송한다.

<47> 두 번째로, 상기 P 번째 송신 안테나 그룹에 대해서 설명하기로 한다.

<48> 먼저, L개의 정보 데이터 비트들 d_{1P} d_{2P} d_{3P} ... d_{LP} 이 상기 P 번째 송신 안테나 그룹의 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 d_{1P} d_{2P} d_{3P} ... d_{LP} 은 직렬/병렬 변환기(551)로 입력된다. 여기서, 상기 인덱스 L에 후행하는 인덱스 "P"은 P번째 송신 안테나 그룹임을 나타낸다. 상기 직렬/병렬 변환기(551)는 상기 정보 데이터 비트들 d_{1P} d_{2P} d_{3P} ... d_{LP} 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더($561-1$) 내지 제 L_P 인코더($561-L_P$)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(551)는 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{1P} 을 제1인코더($561-1$)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{LP} 을 제 L_P 인코더($561-L_P$)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더($561-1$)내지 제 L_P 인코더($561-L_P$) 각각은 상기 직렬/병렬 변환기(551)에서 출력된 신호를 입력하여 STTC 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기($571-1$) 내지 제 M_P 변조기($571-M_P$)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M_P 은 상기 P번째 송신 안테나 그룹의 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타낸다.

<49> 그리고, 상기 제1변조기($571-1$) 내지 제 M_P 변조기($571-M_P$) 각각은 상기 제1인코더($561-1$) 내지 제 L_P 인코더($561-L_P$)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 출력한다. 상기 제1변조기($571-1$) 내지 제 M_P 변조기($571-M_P$)는 각각 변조된 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M_P} 을 상기 제 $M-M_P+1$ 송신 안테나(ANT $M-M_P+1$) 내지 제M 송신 안테나(ANT M) 각각으로

로 출력한다. 상기 제 $M-M_p+1$ 송신 안테나(ANT $M-M_p+1$) 내지 제 M 송신 안테나(ANT M) 각각은 상기 제1변조기(571-1) 내지 제 M_p 변조기(571- M_p)에서 출력한 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M_p} 을 에어상으로 전송한다.

<50> 상기 도 5에서 설명한 바와 같이 상기 combined array processing and diversity 방식은 M 개의 송신 안테나들을 P 개의 송신 안테나 그룹으로 분류한 후 그룹별로 입력 정보 데이터를 변조하여 송신함으로써 다이버시티 이득 효율성을 제고시킨다. 또한, 상기 combined array processing and diversity 방식은 송신 안테나들을 통해 중첩(overlap)되지 않은 신호를 송신하는 것이다.

<51> 그러면 다음으로 도 6을 참조하여 상기 combined array processing and diversity 방식에 따른 수신기 구조를 설명하기로 한다.

<52> 상기 도 6은 도 5의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<53> 상기 도 6을 참조하면, 먼저 송신기에서 에어상으로 송신한 신호는 상기 수신기의 수신 안테나들로 수신된다. 상기 도 6에서는 수신 안테나들이 N 개 구비되어 있다고 가정하기로 한다. 상기 N 개의 수신 안테나들 각각은 에어상으로부터 수신되는 신호를 처리하는데, 먼저 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제 N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호는 채널 추정기(611) 및 간섭 제거기(interference suppression)(613)로 입력된다. 상기 채널 추정기(611)는 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제 N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들을 가지고 채널 추정한 후 그 채널 추정 결과를 상기 간섭 제거기(613)로 출력한다. 상기 간섭 제거기(613)는 상기 채널 추정기(611)에서 출력한 채널 추정 결과를 가지고 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제 N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들 각각에서 간섭 성분을 제거한 후 제1디코더(615-1) 내지 제 P 디코더

(615-P)로 출력한다. 여기서, 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들을 고려할 때 상기 N 개의 수신 안테나들중 $\sum_{p=1}^N$ 개는 상기 간섭 성분을 제거하는데 사용되며, 나머지 수신 안테나들은 다이버시티 이득을 증가시키는데 이용된다. 여기서, 상기 간섭 제거기(613)가 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)로부터 입력되는 신호들을 가지고 간섭 성분을 제거하는 과정 역시 상기 Vahid Tarokh와, A. Naguib과, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1999년 제안한 IEEE 문서 "Combined array processing and space time coding."에 기재되어 있으므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 상기 간섭 제거기(613)에서 간섭 성분이 제거된 신호들은 각각 상기 제1디코더(615-1) 내지 제P디코더(615-P)로 출력된다. 상기 제1디코더(615-1) 내지 제P디코더(615-P) 각각은 상기 간섭 제거기(613)에서 출력되는 신호를 입력하여 STTC 디코딩하여 각각 $\hat{a}_{11} \hat{a}_{21} \hat{a}_{31} \dots \hat{a}_{L1}$ 내지 $\hat{a}_{1P} \hat{a}_{2P} \hat{a}_{3P} \dots \hat{a}_{LP}$ 로 출력한다.

<54> 상기 combined array processing and diversity 방식은 다이버시티 이득, 즉 다이버시티 오더(diversity order)와 데이터 전송률을 간단하게 교환(trade off)할 수 있다. 여기서, 상기 다이버시티 오더를 증가시키기 위해서는 송신기의 송신 안테나들의 송신 안테나 그룹을 많이 생성하여 송신하면 된다. 또한, 수신기에서는 상기 간섭 성분을 제거하는 동작을 통해서 간섭 성분을 비교적 간단하게 제거할 수 있다. 그러나, 상기 combined array processing and diversity 방식은 실제 상기 다이버시티 이득과 데이터 전송률 교환 과정에서 다이버시티 이득에 많은 손실을 가져온다. 일 예로, 송신기가 3개의 송신 안테나들을 구비하고, 수신기에도 역시 3개의 수신 안테나들이 구비되어 있을 경우를 가정하기로 한다. 상기 송신기는 2개의 송신 안테나들을 제1송신 안테나 그룹으로 생성하여 나머지 하나의 송신 안테나를 제2송신 안테나 그룹으로 생성한다. 그래서, 상기 송신기는 제1스트림(stream)을 상기 제1송신 안테나 그룹을

통해 송신하고, 제2스트림을 상기 제2송신 안테나 그룹을 통해 송신한다고 가정하기로 한다. 이 경우, 상기 수신기는 상기 제1스트림을 디코딩할 때 간섭성분으로 작용하는 상기 제2스트림을 제거하고, 따라서 레벨 4의 다이버시티 이득을 얻는다. 하지만, 상기 제2스트림을 디코딩할 때 간섭 성분으로 작용하는 상기 제1스트림을 제거하기 때문에 레벨 1의 다이버시티 이득을 가지며, 이는 다이버시티 이득이 없는 것과 마찬가지로 작용한다. 이렇게, 상기 combined array processing and diversity 방식은 송신기의 송신 안테나 개수가 적을 경우 다이버시티 이득 손실이 커지게 된다.

<55> 상기 combined array processing and diversity 방식의 다이버시티 이득 손실을 제거하기 위해서 제안된 방법이 다수의 송신 안테나들을 중첩하여 신호를 전송하는 방식이며, 상기 송신 안테나들을 중첩하여 신호를 전송하는 방식을 "overlapped combined array processing and diversity" 방식이라 칭하기로 한다. 상기 overlapped combined array processing and diversity 방식은 본원 출원인이 2002년 9월 30일자로 대한민국 특허청에 특허 출원한 P2002-59621호에 기재되어 있으며, 상기에서 설명한 바와 같이 다수의 송신 안테나들 중 일부 송신 안테나들이 중첩되도록 송신 안테나들을 그룹화하여 신호를 송수신하는 방식을 기재하고 있다.

<56> 그러면 여기서 도 7을 참조하여 상기 overlapped combined array processing and diversity 방식에 따른 송신기 구조를 설명하기로 한다.

<57> 상기 도 7은 일반적인 combined array processing and diversity 방식에 따른 STTC 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<58> 먼저 상기 송신기는 M개의 송신 안테나들을 구비하며, 상기 M개의 송신 안테나들을 P개의 그룹들로 분류하였다. 즉, M_p 개의 송신 안테나들이 하나의 그룹을 이루며, 이렇게 그룹당 상기에서 설명한 바와 같은 송신 동작, 즉 인코딩 및 변조 동작이 이루어진다. 여기서, 상기 M_1 내지 M_p 의 총 합은 상기 M개를 초과한다. 상기 M_1 내지 M_p 의 총 합이 상기 M개를 초과하는 이유는 상기 overlapped combined array processing and diversity 방식이 기본적으로 송신 안테나들을 중첩하여 사용하기 때문이다. 그러면 여기서 상기 P개의 송신 안테나 그룹들 중 첫 번째 송신 안테나 그룹과 P번째 송신 안테나 그룹을 일 예로 하여 상기 combined array processing and diversity 방식을 설명하기로 한다.

<59> 첫 번째로, 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹에 대해서 설명하기로 한다.

<60> 먼저, L개의 정보 데이터 비트들 $d_{11} d_{21} d_{31} \dots d_{L1}$ 이 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 $d_{11} d_{21} d_{31} \dots d_{L1}$ 은 직렬/병렬 변환기(711)로 입력된다. 여기서, 상기 인덱스 L은 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹 송신기에서 단위 송신 시간 동안에 송신할 정보 데이터 비트들의 개수를 나타내며, 상기 단위 송신 시간은 심벌(symbol) 단위 등이 될 수 있다. 또한, 상기 인덱스 L에 후행하는 인덱스 "1"은 첫 번째 송신 안테나 그룹임을 나타낸다. 상기 직렬/병렬 변환기(711)는 상기 정보 데이터 비트들 $d_{11} d_{21} d_{31} \dots d_{L1}$ 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더(721-1) 내지 제 L_1 인코더(721- L_1)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(711)는 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{11} 을 제1인코더(721-1)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{L1} 을 제 L_1 인코더(721- L_1)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더(721-1)내지 제 L_1 인코더(721- L_1) 각각은 상기 직렬/병렬 변환기(711)에서 출력된 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(731-1) 내지 제 M_1 변조기(731- M_1)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M_1 은 상기 첫 번째 송신

안테나 그룹의 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타내며, 상기 인코딩 방식은 STTC 인코딩 방식이다.

<61> 그리고, 상기 제1변조기(731-1) 내지 제 M_1 변조기(731- M_1) 각각은 상기 제1인코더(721-1) 내지 제 L_1 인코더(721- L_1)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M_1 은 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타내며, 상기 인코딩 방식은 STTC 인코딩 방식이다. 상기 제1변조기(731-1) 내지 제 M_1 변조기(731- M_1)는 각각 변조된 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M_1} 을 제1가산기(741-1)로 출력한다. 여기서, 상기 가산기들은 상기 송신 안테나들 각각에 일대일 대응되도록 구비되며, 상기 제1가산기(741-1)는 제1송신 안테나(ANT 1)에 연결되는 가산기이다. 그리고, 상기 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M_1} 에서 S_{M_1} 은 상기 제2가산기(741-2)로도 출력되는데, 그 이유는 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 신호들중 상기 제 M_1 변조기에서 출력되는 신호가 두 번째 송신 안테나 그룹의 신호들과 중첩되기 때문이다. 상기 가산기(741-1)는 상기 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M_1} 을 가산하여 제1송신 안테나(ANT 1)를 통해 에어상으로 송신한다.

<62> 두 번째로, 상기 P 번째 송신 안테나 그룹에 대해서 설명하기로 한다.

<63> 먼저, L개의 정보 데이터 비트들 d_{1P} d_{2P} d_{3P} ... d_{LP} 이 상기 P 번째 송신 안테나 그룹의 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 d_{1P} d_{2P} d_{3P} ... d_{LP} 은 직렬/병렬 변환기(751)로 입력된다. 여기서, 상기 인덱스 L에 후행하는 인덱스 P는 상기 P번째 송신 안테나 그룹임을 나타낸다. 상기 직렬/병렬 변환기(751)는 상

기 정보 데이터 비트들 d_{1P} d_{2P} d_{3P} ... d_{LP} 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더(761-1) 내지 제 L_P 인코더(761- L_P)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(751)는 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{1P} 을 제1인코더(761-1)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{LP} 을 제 L_P 인코더(761- L_P)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더(761-1)내지 제 L_P 인코더(761- L_P) 각각은 상기 직렬/병렬 변환기(751)에서 출력된 신호를 입력하여 STTC 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(771-1) 내지 제 M_P 변조기(771- M_P)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M_P 은 상기 P 번째 송신 안테나 그룹의 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타낸다.

<64> 그리고, 상기 제1변조기(771-1) 내지 제 M_P 변조기(771- M_P) 각각은 상기 제1인코더(761-1) 내지 제 L_P 인코더(761- L_P)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 출력한다. 상기 제1변조기(771-1) 내지 제 M_P 변조기(771- M_P)는 각각 변조된 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M_P} 를 제 M 가산기(741- M)로 출력한다. 그리고, 상기 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M_P} 에서 S_{M_P} 은 상기 제2가산기(741-2)로도 출력되는데, 그 이유는 상기 P 번째 송신 안테나 그룹의 신호들중 상기 제1변조기(771-1)에서 출력되는 신호가 두 번째 송신 안테나 그룹의 신호들과 중첩되기 때문이다. 상기 가산기(741- M)는 상기 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M_P} 을 가산하여 제 M 송신 안테나 (ANT M)를 통해 에어상으로 송신한다.

<65> 그러면 다음으로 도 8을 참조하여 상기 overlapped combined array processing and diversity 방식에 따른 수신기 구조를 설명하기로 한다.

<66> 상기 도 8은 도 7의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<67> 상기 도 8을 참조하면, 먼저 송신기에서 에어상으로 송신한 신호는 상기 수신기의 수신 안테나들로 수신된다. 상기 도 8에서는 수신 안테나들이 N 개 구비되어 있다고 가정하기로 한다

. 상기 N개의 수신 안테나들 각각은 에어상으로부터 수신되는 신호를 처리하는데, 먼저 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호는 채널 추정기(811) 및 간섭 제거기(813)로 입력된다. 상기 채널 추정기(811)는 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들을 가지고 채널 추정한 후 그 채널 추정 결과를 상기 간섭 제거기(813)로 출력한다. 상기 간섭 제거기(813)는 상기 채널 추정기(811)에서 출력한 채널 추정 결과를 가지고 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들 각각에서 간섭 성분을 제거한 후 제1디코더(815-1) 내지 제P디코더(815-P)로 출력한다. 여기서, 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들을 고려할 때 상기 N 개의 수신 안테나들중 M-Mp개는 상기 간섭 성분을 제거하는데 사용되며, 나머지 수신 안테나들은 다이버시티 이득을 증가시키는데 이용된다. 여기서, 상기 간섭 제거기(813)가 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)로부터 입력되는 신호들을 가지고 간섭 성분을 제거하는 과정은 상기에서 설명한 본원 출원인이 2002년 9월 30일자로 대한민국 특허청에 특허 출원한 P2002-59621호에 기재되어 있으며, 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 상기 간섭 제거기(813)에서 간섭 성분이 제거된 신호들은 각각 상기 제1디코더(815-1) 내지 제P디코더(815-P)로 출력된다. 상기 제1디코더(815-1) 내지 제P디코더(815-P) 각각은 상기 간섭 제거기(813)에서 출력되는 신호를 입력하여 STTC 디코딩하여 각각 $\hat{a}_{11}, \hat{a}_{21}, \hat{a}_{31}, \dots, \hat{a}_{L1}$ 내지 $\hat{a}_{1P}, \hat{a}_{2P}, \hat{a}_{3P}, \dots, \hat{a}_{LP}$ 로 출력한다. 상기 도 8과 같이 overlapped combined array processing and diversity 방식에 따른 수신기에서는 다이버시티 이득이 N-M+Mp가 된다.

<68> 상기 overlapped combined array processing and diversity 방식은 상기에서 설명한 바와 같이 송신 안테나들을 그룹화할 때 중첩 방식을 사용함으로써 상기 combined array processing and diversity 방식에 비해서 더 높은 다이버시티 이득을 가질 수 있다는 이점을

가진다. 그러나, 상기 중첩 방식으로 인해서 수신기에서 간섭 성분을 제거함에도 불구하고 간섭 성분이 존재할 수 있기 때문에 트렐리스에서 병렬 천이(parallel transition, 이하 "parallel transition"라 칭하기로 한다)를 허용하게 된다. 일 예로, 송신기는 3개의 송신 안테나들을 구비하고, 수신기 역시 3개의 수신 안테나들을 구비하고 있을 경우 첫 번째 스트림은 제1송신 안테나를 통해 송신되고, 두 번째 스트림은 제2송신 안테나를 통해 송신된다. 이 경우 제2송신 안테나에는 상기 첫 번째 스트림 및 두 번째 스트림 모두의 정보가 가산되어 송신된다. 그러면 수신기는 첫 번째 스트림을 디코딩할때 두 번째 스트림의 신호에서만 제3송신 안테나를 통해 송신된 신호를 간섭 제거하기 때문에 2개의 수신 안테나에 대한 다이버시티 이득을 획득하여 레벨 4의 다이버시티 이득을 가진다. 마찬가지로, 두 번째 스트림을 디코딩할 때 첫 번째 스트림의 신호에만 해당하는 제1송신 안테나에서 송신한 신호를 간섭 제거하면 되므로 2개의 수신 안테나에 대한 다이버시티 이득을 획득하여 레벨 4의 다이버시티 이득을 가진다. 그러나, 상기 중첩 방식에 따라 제2송신 안테나에서 송신되는 신호는 첫 번째 스트림과 두 번째 스트림이 중첩되어 전송되므로 변조 차수(modulation order)가 증가하게 된다는 단점을 가진다. 일 예로, 송신 스트림의 변조 심벌들이 16QAM 심벌들이일 경우 상기 제2송신 안테나에서 송신되는 신호는 16QAM 심벌들이 중첩된 256QAM 신호가 송신된다. 상기 256QAM 심벌과 16QAM 심벌은 그 피크대 평균 전력비(PAPR: Peak to Average Power Ratio, 이하 "PAPR"이라 칭하기로 한다) 특성이 상이하며, 또한 무선 주파수(RF: Radio Frequency) 처리기의 설계를 변경해야만 하기 때문에 문제가 발생된다. 마지막으로, 상기 overlapped combined array processing and diversity 방식은 상기에서 설명한 바와 같이 parallel transition을 고려해야한다는 문제점을 가진다. 이렇게 parallel transition을 고려하는 트렐리스 구조를 도 13을 참조하여 설명하기로 한다.

<69> 상기 도 13은 overlapped combined array processing and diversity 방식에 따른 트렐리스 구조를 도시한 도면이다.

<70> 상기 도 13에 도시되어 있는 바와 같이 parallel transition을 고려하는 트렐리스 구조를 가지기 때문에, 상기 overlapped combined array processing and diversity 방식은 상기 parallel transition에 따라 에러율(error rate)이 증가할 수 있고, 또한 상기 parallel transition으로 인해 트렐리스 계산량이 두배로 증가된다는 문제점을 가진다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<71> 따라서, 본 발명의 목적은 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 다이버시티 이득과 다중화 이득을 동시에 획득하는 데이터 송수신 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<72> 본 발명의 다른 목적은 overlapped combined array processing and diversity 방식을 사용하는 STTC 이동 통신 시스템에서 에러율을 최소화하는 데이터 송수신 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<73> 본 발명의 또 다른 목적은 overlapped combined array processing and diversity 방식을 사용하는 STTC 이동 통신 시스템에서 동일한 무선 처리 규격을 가지는 데이터 송수신 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<74> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 송신 장치는; 제1송신 안테나 내지 제3송신 안테나의 적어도 3개의 송신 안테나들을 구비하고, 상기 제1송신 안테나와 제2송신 안테나를 제1송신 안테나 그룹으로, 상기 제2송신 안테나와 제3송신 안테나를 제2송신 안테나 그룹으로 그룹화하는 중첩 안테나 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터를 송신하는 장치에 있

어서, 상기 제1송신 안테나 그룹을 통해 송신할 L 개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 L 개의 정보 비트열들 각각을 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1변조 심벌열 및 제2변조 심벌열로 출력하는 제1변조기 및 제2변조기와, 상기 제2송신 안테나 그룹을 통해 송신할 또 다른 L 개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 또 다른 L 개의 정보 비트열들 각각을 상기 변조 방식으로 변조하여 제3변조 심벌열 및 제4변조 심벌열로 출력하는 제3변조기 및 제4변조기와, 상기 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 중 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 출력하는 제1천공기 내지 제4천공기와, 상기 제1천공기에서 출력한 변조 심벌열을 상기 제1송신 안테나를 통해 송신하도록 제어하고, 상기 제2천공기에서 출력한 변조 심벌열과 상기 제3천공기에서 출력한 변조 심벌열을 가산하여 상기 제2송신 안테나를 통해 송신하도록 제어하고, 상기 제3천공기에서 출력한 변조 심벌열을 상기 제3송신 안테나를 통해 출력하도록 제어하는 다중화기를 포함함을 특징으로 한다.

<75> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 수신 장치는; 송신기에서 M 개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 변조 심벌열들을 N 개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 데이터를 수신하는 장치에 있어서, 상기 N 개의 수신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 N 개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들을 입력하여 채널 추정하는 채널 추정기와, 상기 N 개의 수신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 N 개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 적어도 하나의 위치의 수신 심벌을 간섭 성분으로 제거하는 간섭 제거

기와, 상기 송신기에서 송신 가능한 모든 정보 비트열들 각각에 대해 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 M개의 변조기들과, 상기 M개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 출력하는 M개의 천공기들과, 상기 M개의 천공기들에서 출력하는 변조 심벌열들이 상기 채널 추정기에서 채널 추정한 채널과 동일한 채널을 통해 송신되었을 경우의 가상 채널 출력과, 상기 수신 심벌열들을 가지고 병렬 천이를 고려하여 상기 송신기에서 송신한 송신 심벌열들을 검출하는 송신 심벌열 검출기를 포함함을 특징으로 한다.

<76> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 송신 방법은; 제1송신 안테나 내지 제3송신 안테나의 적어도 3개의 송신 안테나들을 구비하고, 상기 제1송신 안테나와 제2송신 안테나를 제1송신 안테나 그룹으로, 상기 제2송신 안테나와 제3송신 안테나를 제2송신 안테나 그룹으로 그룹화하는 중첩 안테나 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터를 송신하는 방법에 있어서, 상기 제1송신 안테나 그룹을 통해 송신할 L개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 L개의 정보 비트열들 각각을 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1변조 심벌열 및 제2변조 심벌열로 출력하는 과정과, 상기 제2송신 안테나 그룹을 통해 송신할 또 다른 L개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 또 다른 L개의 정보 비트열들 각각을 상기 변조 방식으로 변조하여 제3변조 심벌열 및 제4변조 심벌열로 출력하는 과정과, 상기 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 중 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 제1

천공 심벌열 내지 제2천공 심벌열들로 출력하는 과정과, 상기 제1천공 심벌열을 상기 제1송신 안테나를 통해 송신하도록 제어하고, 상기 제2천공 심벌열과 제3천공 심벌열을 가산하여 상기 제2송신 안테나를 통해 송신하도록 제어하고, 상기 제4천공 심벌열을 상기 제3송신 안테나를 통해 출력하도록 제어하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

<77> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 수신 방법은; 송신기에서 M개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 변조 심벌열들을 N개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 데이터를 수신하는 방법에 있어서, 상기 N개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들을 입력하여 채널 추정하는 과정과, 상기 N개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 적어도 하나의 위치의 수신 심벌을 간섭 성분으로 제거하는 과정과, 상기 송신기에서 송신 가능한 모든 정보 비트열들 각각에 대해 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 M개의 변조 심벌열들로 출력하는 과정과, 상기 M개의 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 출력하는 과정과, 상기 적어도 하나의 변조 심벌이 천공된 변조 심벌열들이 상기 채널 추정기에서 채널 추정한 채널과 동일한 채널을 통해 송신되었을 경우의 가상 채널 출력과, 상기 수신 심벌열들을 가지고 병렬 천이를 고려하여 상기 송신기에서 송신한 송신 심벌열들을 검출하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

【발명의 구성 및 작용】

<78> 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기의 설명에서는 본 발명에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며 그 이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 흐트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여야 한다.

- <79> 도 9는 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 시공간 트렐리스 코드(STTC: Space-Time Trellis Code, 이하 "STTC"라 칭하기로 한다)를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- <80> 상기 도 9를 참조하면, 먼저 상기 송신기는 M개의 송신 안테나들을 구비하며, 상기 M개의 송신 안테나들을 P개의 그룹들로 분류하였다. 즉, M_p 개의 송신 안테나들이 하나의 그룹을 이루며, 이렇게 그룹당 상기에서 설명한 바와 같은 송신 동작, 즉 인코딩 및 변조 동작이 이루어진다. 여기서, 상기 M_1 내지 M_p 의 총 합은 상기 M개를 초과한다. 상기 M_1 내지 M_p 의 총 합, 즉 $\sum_p M_p$ 가 상기 M개를 초과하는 이유는 상기 overlapped combined array processing and diversity 방식이 기본적으로 송신 안테나들을 중첩하여 사용하기 때문이다. 그러나 상기 overlapped combined array processing and diversity 방식의 경우 상기 $\sum_p M_p$ 개의 변조 심벌들이 중첩되어 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 에어(air)상으로 송신되는데 반해서, 본 발명에서는 상기 $\sum_p M_p$ 개의 변조 심벌들이 M개로 천공된 후, 즉 중첩되지 않은 상태로 상기 M개의 송신 안테나들을 통해서 에어상으로 송신된다.
- <81> 이렇게 P개의 송신 안테나 그룹들 각각은 송신 안테나 그룹들 별로 송신 동작, 즉 인코딩 및 변조 동작이 이루어진다. 하기에서 1~ M_1 은 첫 번째 송신 안테나 그룹의 송신 안테나들을 나타내며, 1~ M_p 는 P번째 송신 안테나 그룹의 송신 안테나들을 나타낸다. 또한, 상기 1~ M_1 까지의 송신 안테나들 개수는 1~ M_p 까지의 송신 안테나들 개수와 다를 수 있음에 유의하여야 한다. 그리고, 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 송신 동작 내지 P번째 송신 안테나 그룹의 송신 동작은 입출력되는 데이터들만 상이할 뿐 그 동작이 동일하므로 여기서는 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹과 P번째 송신 안테나 그룹을 일 예로 하여 설명하기로 한다.
- <82> 첫 번째로, 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹에 대해서 설명하기로 한다.

<83> 먼저, L 개의 정보 데이터 비트들 $d_{11} d_{21} d_{31} \dots d_{L1}$ 이 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 $d_{11} d_{21} d_{31} \dots d_{L1}$ 은 직렬/병렬 변환기(911)로 입력된다. 여기서, 상기 인덱스 L 은 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹 송신기에서 단위 송신 시간 동안에 송신할 정보 데이터 비트들의 개수를 나타내며, 상기 단위 송신 시간은 심벌(symbol) 단위 등이 될 수 있다. 또한, 상기 인덱스 L 에 후행하는 인덱스 "1"은 첫 번째 송신 안테나 그룹임을 나타낸다. 상기 직렬/병렬 변환기(911)는 상기 정보 데이터 비트들 $d_{11} d_{21} d_{31} \dots d_{L1}$ 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더(921-1) 내지 제 L_1 인코더(921- L_1)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(911)는 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{11} 을 제1인코더(921-1)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{L1} 을 제 L_1 인코더(921- L_1)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더(921-1)내지 제 L_1 인코더(921- L_1) 각각은 상기 직렬/병렬 변환기(911)에서 출력된 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(931-1) 내지 제 M_1 변조기(931- M_1)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M_1 은 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타내며, 상기 인코딩 방식은 STTC 인코딩 방식이다.

<84> 그리고, 상기 제1변조기(931-1) 내지 제 M_1 변조기(931- M_1) 각각은 상기 제1인코더(921-1) 내지 제 L_1 인코더(921- L_1)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 출력한다. 상기 제1변조기(931-1) 내지 제 M_1 변조기(931- M_1)는 각각 변조된 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M1} 을 제1천공기(puncturer 1)(941-1) 내지 제 M_1 천공기(941- M_1) 각각으로 출력한다. 여기서, 상기 제1변조기(931-1) 내지 제 M_1 변조기(931- M_1) 동작은 그 동작이 동일하므로 상기 제1변조기(931-1)를 일 예로 설명하기로 한다. 상기 제1변조기(931-1)는 상기 제1인코더(921-1) 내지 제 L 인코더(921- L)에서 출력한 신호를 입력하여 가산한 후 상기 제1변조기(931-1)

가 연결되는 송신 안테나에 적용되는 이득을 곱하고, 상기 이득이 곱해진 신호를 상기 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조한 후 제1천공기(941-1)로 출력한다. 여기서, 상기 변조 방식으로는 BPSK(Binary Phase Shift Keying, 이하 "BPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QPSK(Quadrature Phase Shift Keying, 이하 "QPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QAM(Quadrature Amplitude Modulation, 이하 "QAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PAM(Pulse Amplitude Modulation, 이하 "PAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PSK(Phase Shift Keying, 이하 "PSK"라 칭하기로 한다) 방식 등과 같은 변조 방식 등이 있다. 상기 제1천공기(941-1) 내지 제 M_1 천공기(941- M_1) 각각은 상기 제1변조기(931-1) 내지 제 M_1 변조기(931- M_1) 각각에서 출력한 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_1} 을 입력하여 미리 설정된 천공 매트릭스(puncturing matrix)에 상응하게 천공한다. 여기서, 상기 제1변조기(931-1) 내지 제 M_1 변조기(931- M_1) 각각에서 출력한 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_1} 들을 상기 천공 매트릭스에 상응하게 천공하는 이유는 overlapped combined array processing and diversity 방식에서 특정 송신 안테나들에 신호가 중첩되어 송신함으로써 발생 하던 간섭(interference) 성분을 제거하기 위해서이다. 즉, 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_1} 들을 상기 천공 매트릭스에 상응하게 천공함으로써 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 송신 신호가 다른 송신 안테나 그룹의 간섭 성분으로서 작용하지 않는다.

<85> 그러면 여기서 상기 제1변조기(931-1) 내지 제 M_1 변조기(931- M_1) 각각에서 출력한 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_1} 을 상기 제1천공기(941-1) 내지 제 M_1 천공기(941- M_1)에서 천공하는 과정을 살펴 보기로 한다.

<86> 상기 제1천공기(941-1) 내지 제 M_1 천공기(941- M_1)는 상기 제1변조기(931-1) 내지 제 M_1 변조기(931- M_1) 각각에서 출력한 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_1} 을 송신할 송신 안테나별로 주기적으로 천공한다. 일 예로, 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 송신 안테나들 개수가 2개라고 가정하고,

상기 2개의 송신 안테나들을 통해 단위 송신 구간 동안 4개의 심벌들을 송신한다고 가정할 때 하기 수학적 식 1과 같은 천공 매트릭스를 적용한다.

<87> **【수학적 식 1】** $P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

<88> 상기 수학적 식 1에서, P_1 은 천공 매트릭스를 나타내며, 상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 즉 심벌 구간을 나타내며, 행(row)은 송신 안테나를 나타낸다. 상기 천공 매트릭스 P_1 에서 엘리먼트(element) "1"은 입력되는 심벌을 천공하지 않고 그대로 통과시키는 것을 의미하며, 엘리먼트 "0"은 입력되는 심벌을 천공하여 해당 구간에서 심벌을 송신하지 않는 것을 의미한다. 즉, 상기 천공 매트릭스 P_1 에서 첫 번째 열에서는, 즉 첫 번째 심벌 구간에서는 제1송신 안테나와 연결된 제1변조기에서 출력되는 신호와, 제2송신 안테나에 연결된 제2변조기에서 출력되는 신호를 그대로 통과시킨다. 이와는 달리 상기 천공 매트릭스 P_1 에서 두 번째 열에서는, 즉 두 번째 심벌 구간에서는 제1송신 안테나와 연결된 제1변조기에서 출력되는 신호는 그대로 통과시키고, 제2송신 안테나에 연결된 제2변조기에서 출력되는 신호를 천공한다. 또한, 상기 천공 매트릭스 P_1 에서 세 번째 열에서는, 즉 세 번째 심벌 구간에서는 제1송신 안테나와 연결된 제1변조기에서 출력되는 신호와, 제2송신 안테나에 연결된 제2변조기에서 출력되는 신호를 그대로 통과시킨다. 이와는 달리 상기 천공 매트릭스 P_1 에서 네 번째 열에서는, 즉 네 번째 심벌 구간에서는 제1송신 안테나와 연결된 제1변조기에서 출력되는 신호는 그대로 통과시키고, 제2송신 안테나에 연결된 제2변조기에서 출력되는 신호를 천공한다.

<89> 한편, 상기 제1천공기(941-1) 내지 제 M_1 천공기(941- M_1)는 상기 제1변조기(931-1) 내지 제 M_1 변조기(931- M_1) 각각에서 출력한 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_1} 을 입력하여 미리 설정된 천공 매트릭스에 상응하게 천공한 후 제1다중화기(MUX1)(951-1) 내지 제2다중화기(951-2)로 출력한다. 여

기서, 상기 다중화기들은 상기 송신 안테나들 각각에 일대일 대응되도록 구비되며, 상기 제1다중화기(951-1)는 제1송신 안테나(ANT 1)에 연결되는 다중화기이다. 그리고, 상기 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M1} 에서 S_{M1} 은 상기 제2다중화기(951-2)로도 출력되는데, 그 이유는 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 신호들중 상기 제 M_1 (931- M_1)변조기에서 출력되는 신호가 두 번째 송신 안테나 그룹의 신호들과 중첩되기 때문이다. 상기 제1다중화기(951-1)는 상기 변조 심벌들 S_1 내지 S_{M1} 을 다중화하여 제1송신 안테나(ANT 1)를 통해 에어상으로 송신한다.

<90> 두 번째로, 상기 P 번째 송신 안테나 그룹에 대해서 설명하기로 한다.

<91> 먼저, L개의 정보 데이터 비트들 d_{1P} d_{2P} d_{3P} ... d_{LP} 이 상기 P 번째 송신 안테나 그룹의 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 d_{1P} d_{2P} d_{3P} ... d_{LP} 은 직렬/병렬 변환기(961)로 입력된다. 여기서, 상기 인덱스 L에 후행하는 인덱스 P는 상기 P번째 송신 안테나 그룹임을 나타낸다. 상기 직렬/병렬 변환기(961)는 상기 정보 데이터 비트들 d_{1P} d_{2P} d_{3P} ... d_{LP} 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더(971-1) 내지 제 L_P 인코더(971- L_P)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(961)는 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{1P} 을 제1인코더(971-1)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_{LP} 을 제 L_P 인코더(971- L_P)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더(971-1)내지 제 L_P 인코더(971- L_P) 각각은 상기 직렬/병렬 변환기(961)에서 출력된 신호를 입력하여 STTC 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(981-1) 내지 제 M_P 변조기(981- M_P)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M_P 은 상기 P 번째 송신 안테나 그룹의 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타낸다.

<92> 그리고, 상기 제1변조기(981-1) 내지 제 M_P 변조기(981- M_P) 각각은 상기 제1인코더(971-1) 내지 제 L_P 인코더(971- L_P)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 제1천공기(991-1) 내지 제M

p 천공기(991-Mp) 각각으로 출력한다. 여기서, 상기 제1변조기(981-1) 내지 제 M_p 변조기(981-Mp) 동작은 그 동작이 동일하므로 상기 제1변조기(981-1)를 일 예로 설명하기로 한다. 상기 제1변조기(981-1)는 상기 제1인코더(971-1) 내지 제 L_p 인코더(971-Lp)에서 출력한 신호를 입력하여 가산한 후 상기 제1변조기(981-1)가 연결되는 송신 안테나에 적용되는 이득을 곱하고, 상기 이득이 곱해진 신호를 상기 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조한 후 제1천공기(991-1)로 출력한다. 여기서, 상기 변조 방식은 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹에 적용한 변조 방식과 동일한 변조 방식을 적용한다. 상기 제1천공기(991-1) 내지 제 M_p 천공기(991-Mp) 각각은 상기 제1변조기(981-1) 내지 제 M_p 변조기(981-Mp) 각각에서 출력한 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_p} 을 입력하여 미리 설정된 천공 매트릭스에 상응하게 천공한 후 제2다중화기(951-2)와 제 M 다중화기(951-M)로 출력한다. 여기서, 상기 제1변조기(981-1) 내지 제 M_p 변조기(981-Mp) 각각에서 출력한 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_p} 들을 상기 천공 매트릭스에 상응하게 천공하는 이유 역시 overlapped combined array processing and diversity 방식에서 특정 송신 안테나들에 신호가 중첩되어 송신함으로써 발생하던 간섭 성분을 제거하기 위해서이다. 즉, 상기 P 번째 송신 안테나 그룹의 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_p} 들을 상기 천공 매트릭스에 상응하게 천공함으로써 상기 P 번째 송신 안테나 그룹의 송신 신호가 다른 송신 안테나 그룹의 간섭 성분으로서 작용하지 않는다.

<93> 그러면 여기서 상기 제1변조기(981-1) 내지 제 M_p 변조기(981-Mp) 각각에서 출력한 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_p} 을 상기 제1천공기(991-1) 내지 제 M_p 천공기 (991-Mp)에서 천공하는 과정을 살펴보기로 한다.

<94> 상기 제1천공기(991-1) 내지 제 M_p 천공기(991-Mp)는 상기 제1변조기(981-1) 내지 제 M_p 변조기(981-Mp) 각각에서 출력한 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_p} 을 송신할 송신 안테나별로 주기적으로 천공한다. 일 예로, 상기 P 번째 송신 안테나 그룹의 송신 안테나들 개수가 2개라고 가정하고,

상기 2개의 송신 안테나들을 통해 단위 송신 구간 동안 4개의 심벌들을 송신한다고 가정할 때 상기 수학식 1과 같은 천공 매트릭스를 적용한다. 한편, 상기 제1천공기(991-1) 내지 제 M_p 천공기(941- M_p)는 상기 제1변조기(981-1) 내지 제 M_p 변조기(981- M_p) 각각에서 출력한 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_p} 을 입력하여 미리 설정된 천공 매트릭스에 상응하게 천공한 후 제2다중화기(951-2)와 제 M 다중화기(951- M)로 출력한다. 상기 제2다중화기(951-2)와 제 M 다중화기(951- M)는 상기 제1천공기(991-1) 내지 제 M_p 천공기(991- M_p)에서 출력한 신호를 다중화하여 제2송신 안테나(ANT 2) 내지 제 M 송신 안테나(ANT M)를 통해 에어상으로 송신한다. 이렇게, 상기 변조 심벌 S_1 내지 S_{M_p} 들에 천공 매트릭스를 적용할 경우 상기 제2송신 안테나(ANT 2) 내지 제 M_p 송신 안테나(ANT M_p)를 통해 송신되는 변조 심벌들이 다른 송신 안테나들에 대한 중첩 간섭 성분으로 작용하지 않게 된다.

<95> 다음으로 도 10을 참조하여 상기 도 9에서 설명한 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 설명하기로 한다.

<96> 상기 도 10은 도 9의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<97> 상기 도 10을 참조하면, 먼저 송신기에서 에어상으로 송신한 신호는 상기 수신기의 수신 안테나들로 수신된다. 상기 도 10에서는 수신 안테나들이 N 개 구비되어 있다고 가정하기로 한다. 상기 N 개의 수신 안테나들 각각은 에어상으로부터 수신되는 신호를 처리하는데, 먼저 제1수신 안테나(ANT1) 내지 제 N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호는 채널 추정기(channel estimator)(1011) 및 간섭 제거기(interference suppression)(1013)로 입력된다. 상기 채널 추정기(1011)는 제1수신 안테나(ANT1) 내지 제 N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들을 가지고 채널 추정한 후 그 채널 추정 결과를 상기 간섭 제거기(1013) 및 제1디코더(decoder 1) 내

지 제P디코더(decoder P)(1015-P)로 출력한다. 상기 간섭 제거기(613)는 상기 채널 추정기(1011)에서 출력한 채널 추정 결과를 가지고 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들 각각에서 간섭 성분을 제거한 후 제1디코더(1015-1) 내지 제P디코더(1015-P)로 출력한다. 여기서, 상기 채널 추정기(1011)가 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들을 가지고 채널 추정하는 과정 및 상기 간섭 제거기(1013)가 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들 각각에서 간섭 성분을 제거하는 과정은 당해 기술 분야에서 공지된 종래 기술들인 V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction." , pp. 744-765, Vol. 44, No. 2, March 1998.와, V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Combined array processing and space time coding" , Vol. 45, pp. 1121-1128, May 1999.에 개시되어 있다. 상기 종래 기술들에는 N개의 송신 안테나들을 N_i 크기의 중첩되지 않은 작은 그룹들로 분할하고 각 그룹의 안테나들로부터 정보를 송신하기 위하여 컴포넌트 부호들(component codes)로서 불리어지는 개개의 시공간 부호들(space-time codes)을 사용함에 의해 부호화 및 복호화의 복잡도를 현저하게 줄이는 방법이 소개되었다. 그러면 상기 제1디코더(1015-1) 내지 제P디코더(1015-P) 각각은 상기 간섭 제거기(1013)에서 출력되는 신호들을 상기 채널 추정기(1011)에서 채널 추정한 결과를 가지고 STTC 디코딩하여 송신기측에서 송신한 정보 데이터 비트들로 출력한다. 여기서, 상기 제1디코더(1015-1) 내지 제P디코더(1015-P) 각각은 본 발명의 송신기에서 변조 심벌들을 송신할 때 천공하여 송신하였기 때문에 이를 고려하여 디코딩해야 하며, 도 11을 참조하여 상기 제1디코더(1015-1) 내지 제P디코더(1015-P) 각각의 내부 구조를 설명하기로 한다.

<98> 상기 도 11은 도 10의 제1디코더(1015-1) 내지 제P디코더(1015-P) 내부 구조를 도시한 도면이다.

<99> 상기 도 11을 참조하면, 상기 도 10에서 설명한 제1디코더(1015-1) 내지 제P디코더(1015-P)는 상기 도 11에 도시되어 있는 바와 같은 구조를 가지며, 상기 제1디코더(1015-1)를 일 예로 하여 설명하기로 한다. 먼저 송신기에서 에어상으로 송신한 신호는 상기 수신기의 수신 안테나들로 수신된다. 상기 도11에서는 수신 안테나들이 N개 구비되어 있다고 가정하기로 한다. 상기 N개의 수신 안테나들 각각은 에어상으로부터 수신되는 신호를 처리하는데, 먼저 제 1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호는 각각 제1다중화기(1111-1) 내지 제N다중화기(1111-N)로 출력된다. 상기 제1다중화기(1111-1) 내지 제N다중화기(1111-N)는 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력된 신호를 상기 STTC 송신기에서 적용한 다중화 방식에 상응하는 역다중화 방식으로 역다중화한 후 채널 추정기(1113) 및 메트릭 계산기(Metric Calculator)(1131)로 출력한다. 상기 채널 추정기(1113)는 제 1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들과 트레이닝 시퀀스 생성기(training sequence generator)(1115)에서 생성한 트레이닝 시퀀스를 가지고 채널 추정한 후 그 채널 추정 결과를 hypothesis(1113)로 출력한다.

<100> 한편, 가능 시퀀스 생성기(Possible Sequences Generator)(1120)는 상기 송신기에서 정보 데이터 비트들에 대해서 동시에 인코딩되었을 가능성이 있는 모든 종류의 시퀀스들을 생성하고, 상기 생성한 시퀀스들을 제1인코더(1121-1) 내지 제L디코더(1121-L)로 출력한다. 여기서, 상기 가능 시퀀스 생성기(1120)는 상기 송신기에서 정보 데이터를 송신하는 단위가 L개의 정보 비트들이므로, L개의 비트들로 구성된 가능 시퀀스($\tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_L$) 들을 생성한다. 이렇게 생성된 가능 시퀀스들의 L개의 비트들 각각은 상기 제1인코더(1121-1) 내지 제L인코더

(1121-L)로 입력되고, 상기 제1인코더(1121-1) 내지 제L인코더(1121-L)는 상기 가능 시퀀스 생성기(1120)에서 출력한 가능 시퀀스($\tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_L$)를 STTC 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(1123-1) 내지 제M변조기(1123-M)로 출력한다. 상기 제1변조기(1123-1) 내지 제M변조기(1123-M) 각각은 상기 제1인코더(1121-1) 내지 제L인코더(1121-L)에서 출력하는 인코딩된 비트들을 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1천공기(1125-1) 내지 제M천공기(1125-M)로 출력한다. 여기서, 상기 제1변조기(1123-1) 내지 제M변조기(1123-M)에서 적용하는 변조 방식은 상기에서 설명한 바와 같이 BPSK 방식과, QPSK 방식과, QAM 방식과, PAM 방식과, PSK 방식 등과 같은 변조 방식들 중 어느 한 방식으로 설정되며, 상기 도 9의 송신기에서 적용한 변조 방식에 상응하는 변조방식으로 설정된다.

<101> 상기 제1천공기(1125-1) 내지 제M천공기(1125-M)는 상기 제1변조기(1123-1) 내지 제M변조기(1123-M)에서 출력한 신호를 입력하여 상기 도 9에서 적용한 천공 매트릭스와 동일한 천공 매트릭스에 상응하게 천공하여 상기 hypothesis(1113)로 출력한다. 상기 hypothesis(1113)는 상기 제1천공기(1125-1) 내지 제M천공기(1125-M) 각각에서 출력한 신호들과, 상기 채널 추정기(1113)에서 출력한 채널 추정 결과를 입력하고, 상기 제1천공기(1125-1) 내지 제M천공기(1125-M) 각각에서 출력한 신호들로 이루어진 시퀀스가 상기 채널 추정 결과와 동일한 채널을 통과했을 때의 가상 채널 출력을 생성하여 상기 메트릭 계산기(1131)로 출력한다. 그런데 본 발명에서는 송신기측에서 어느 한 송신 안테나를 통해 송신될 변조 심벌들 중 일부가 천

공될 경우, 상기 천공된 심벌 구간에는 다른 송신 안테나를 통해 송신될 변조 심벌들중 일부가 다중화되어 삽입된다. 즉, 본 발명은 중첩 안테나에서 송신되는 심벌 스트림(stream)의 경우 송신 심벌 스트림에 자신의 변조 심벌들 뿐만 아니라 다른 심벌 스트림의 변조 심벌들이 다중화되어 삽입된 형태를 가진다. 따라서, 수신기는 상기 다른 심벌 스트림의 변조 심벌들을 디코딩시 트랜지스에서 병렬 천이(parallel transition, 이하 "parallel transition"라 칭하기로 한다)로 고려해야만 하고, 상기 도 11에서는 병렬 천이기(1119)가 다른 심벌 스트림들에서 송신될 수 있는 모든 종류의 constellation에 제2송신 안테나(ANT 2)를 통해 수신기에 수신되는 채널 추정 결과를 곱한 값을 원래 계산된 메트릭에 가산되도록 제어한다. 즉, 2개의 심벌 스트림이 번갈아가면서 송신되었을 경우 $2L^2$ 개의 병렬 천이를 고려해야만 한다,

<102> 한편, 상기 메트릭 계산기(1131)는 상기 hypothesis(1113)에서 출력한 가상 채널 출력과 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호들을 입력하고, 상기 가상 채널 출력과 상기 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호들간의 거리를 계산한다. 여기서, 상기 메트릭 계산기(1131)는 상기 거리를 계산할 때 Euclidean distance를 사용한다. 이런 식으로, 상기 메트릭 계산기(1131)는 상기 송신기에서 송신할 수 있는 모든 가능한 시퀀스들에 대해서 Euclidean distance를 계산한 후 최소 거리 선택기(minimum distance selector)(1133)로 출력한다. 상기 최소 거리

선택기(1133)는 상기 메트릭 계산기(1131)에서 출력하는 Euclidean distance들 중 최소 거리를 가지는 Euclidean distance를 선택하고, 상기 선택한 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 상기 송신기에서 송신한 정보 비트로 결정하여 병렬/직렬 변환기(P/S: Parallel to Serial Converter)(1135)로 출력한다. 상기 최소 거리 선택기(1135)가 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정할 때 사용하는 알고리즘(algorithm)에는 다수의 알고리즘들이 존재할 수 있으나, 여기서는 비터비 알고리즘(Viterbi algorithm)을 사용한다고 가정하기로 한다. 또한, 상기 비터비 알고리즘을 사용하여 최소 거리를 가지는 정보 비트를 추출해내는 과정은 상기 종래 기술 부분에서 설명한 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 상세하게 설명되어 있으므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 여기서, 상기 최소 거리 선택기(1133)는 상기 가능 시퀀스 생성기(1120)에서 발생한 모든 시퀀스들에 대해서 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정하므로, 결과적으로 L개의 정보 비트들, 즉

$\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_L$ 을 출력한다. 그러면 상기 병렬/직렬 변환기(1135)는 상기 최소 거리 선택기(1133)에서 출력한 L개의 정보 비트들을 직렬 변환하여 수신 정보 데이터 시퀀스 $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_L$ 로 출력하는 것이다.

<103> 그러면 여기서 상기에서 설명한 송신기 구조 및 수신기 구조를 참조하여 본 발명의 동작 과정을 설명하기로 한다.

<104> 먼저, 상기 송신기는 M개의 송신 안테나들을 구비하고, 상기 수신기는 N개의 수신 안테나들을 구비한다고 가정하기로 한다. 상기수신기에서 상기 N개의 수신 안테나들을 통해 수신된 신호는 하기 수학식 2와 같이 나타낸다.

<105> 【수학식 2】 $R=HS+N$

<106> 상기 수학식 2에서 R 은 $N \times 1$ 매트릭스로 수신된 수신 신호를 나타내며, H 는 채널 특성을 나타내며, S 는 송신신호를 나타내고, N 은 잡음(noise) 성분을 나타낸다. 상기 채널 특성 H 는 $N \times M$ 매트릭스로 표현되며, 상기 $N \times M$ 매트릭스의 엘리먼트(element)들 각각은 독립 복소 가우시안(independent complex gaussian)으로 모델링된다. 상기 잡음 성분 N 은 $N \times 1$ 벡터로 표현되며, 상기 수신기에 수신된 잡음 성분을 나타낸다. 상기 송신 신호 S 는 $M \times 1$ 벡터(vector)로 표현되며, m 번째 행(row)은 m 번째 송신 안테나(ANT m)에서 송신된 변조 심벌을 나타낸다. 여기서, 상기 송신 신호 S 는 P 개의 심벌 스트림으로 구성되어 있는데, 상기 P 개의 스트림들 각각은 각각 M_p 개의 송신 안테나들을 통해 송신된다. 또한, 상기 P 개의 스트림들은 상기 도 10에서 설명한 바와 같이 서로 독립적으로 천공 매트릭스에 상응하게 천공된 스트림들이며, 결과적으로 상기 천공 동작에서 상기 P 개의 스트림들 각각은 상기 M_p 개의 천공된 변조 심벌들만큼을 뺀 개수만큼의 송신 안테나들을 사용하는 것으로 고려할 수 있다. 그래서 본 발명은 $\sum_P M_p$ 개의 변조기들에서 생성된 $\sum_P M_p$ 개의 변조 심벌들을 상기 M 개의 송신 안테나들에 중첩되지 않고 매핑될 수 있도록 천공 매트릭스에 상응하게 천공하는 것이다. 그래서, 상기 송신 신호 S 는 $\sum_P M_p$ 개의 변조 심벌들을 상기 M 개의 송신 안테나들에 중첩되지 않도록 매핑된 신호가 되는 것이다.

<107> 상기 수신기가 P 번째 심벌 스트림을 디코딩하기 위해서는 상기 P 번째 심벌 스트림 이외의 나머지 심벌 스트림들을 간섭 성분으로 판단하여 제거해야만 한다. 이를 위해서 상기 P 번째 심벌 스트림이 송신된 송신 안테나로부터 상기 수신기까지의 채널 특성인 N 개의 행(column)을 상기 채널 특성 H 에서 제거해야한다. 상기 수신기까지의 채널 특성인 N 개의 행이 제거된 $N \times (M - M_p)$ 차원(dimension)의 매트릭스를 H_p 매트릭스라고 정의하기로 한다. 상기 H_p 매트릭

스의 널 스페이스(null space)를 Ω_P 라고 정의하고, 상기 H_P 매트릭스의 널 스페이스 Ω_P 를 상기 수신 신호 S에 곱하면, 상기 P번째 심벌 스트림 이외의 간섭 성분들로 작용하고 있는 나머지 심벌 스트림들이 제거된 새로운 수신 신호 S'을 생성할 수 있다.

<108> 한편, 상기 P번째 심벌 스트림을 M_P 개의 송신 안테나들을 사용하여 송신하고, 상기 M_P 개의 송신 안테나들 중 q개의 송신 안테나들로부터의 변조 심벌들이 천공되었다고 가정하기로 한다. 상기 q개의 송신 안테나들로부터의 변조 심벌들이 천공되었을지라도 상기 q개의 송신 안테나들 각각은 상기 P번째 심벌 스트림이 아닌 다른 심벌 스트림들의 변조 심벌들을 다중화하여 송신하기 때문에 상기 다중화된 다른 심벌 스트림들이 간섭 성분으로 작용하는 효과를 제거해야만 한다. 일 예로, 상기 q개의 송신 안테나들 각각에서 L-ary 방식으로 변조된 변조 심벌들이 송신되었을 경우, 수신기에서는 $q \cdot 2^L$ 개의 병렬 천이를 고려하여 디코딩해야 한다. 즉, 상기 $q \cdot 2^L$ 개의 병렬 천이에 해당하는 심벌 벡터들중 한 심벌 벡터가 $S_c (c = 1 \sim q \cdot 2^L)$ 라고 가정할 경우 상기 수신기의 매트릭 계산기(1131)는 $\Omega_P H_P S_c$ 를 계산된 매트릭에서 감산해주어야만 한다.

<109> 그러면 여기서, 상기 천공 패턴을 이용하여 실제 송신 안테나 중첩에 따른 간섭 성분이 제거되는 이유를 살펴보면 다음과 같다. 이를 설명하기에 앞서 상기 도 10의 송신기 구조에서 일반화시킨 변수들, 즉 M과, M_1 과, M_P 등을 설명의 편의상 적절하게 변화시켜 설명할 것임에 유의하여야 한다. 즉, 상기 도 10의 송신기 구조에서 상기 M은 3이고, M_1 과, M_P 와 P는 2라고 가정하기로 한다. 또한, 하기 설명에서 송신기는 변조 방식으로 BPSK 방식을 적용하며, 단위 송신 시간 동안 4개의 심벌들을 송신한다고 가정하기로 한다. 그러면 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹이 제1송신 안테나(ANT 1)와 제2송신 안테나(ANT2)로 구성되고, 상기 P번째 송신 안테나 그룹이 두 번째 송신 안테나 그룹이 되고, 상기 두 번째 송신 안테나 그룹이 제2송신 안테나

(ANT 2)와 제M송신 안테나(ANT M), 즉 제3안테나(ANT 3)로 구성된다. 또한, 상기 가정에 따라 상기 첫 번째 송신 안테나 그룹의 제1변조기(931-1)와 제 M_1 변조기(943- M_1)는 제1변조기(931-1)와 제2변조기(931-2)가 되고, 제1천공기(941-1)와 제 M_1 천공기(941- M_1)는 제1천공기(941-1)와 제2천공기(941-2)가 된다. 또한, 상기 P번째 송신 안테나 그룹의 제1변조기(981-1)와 제 M_p 변조기(981- M_p)는 제1변조기(981-1)와 제2변조기(981-2)가 되고, 제1천공기(991-1)와 제 M_p 천공기(991- M_p)는 제1천공기(991-1)와 제2천공기(991-2)가 된다. 또한, 제M 다중화기(951-M)는 제3다중화기(951-3)가 된다. 그리고, 이런 가정들에 따른 참조부호들은 도면상에 표기되어 있을 수도 있고 혹은 표기되어 있지 않을 수도 있음은 물론이다.

<110> 상기 제1변조기(931-1)와 제2변조기(941-2)에서 출력된 신호는 제1천공기(941-1)와 제2천공기(941-2) 각각으로 입력되고, 상기 제1천공기(941-1)와 제2천공기(941-2)는 상기 수학식 1의 천공 매트릭스를 적용하여 입력되는 변조 심벌들을 천공한 후 상기 제1다중화기(951-1) 및 제2다중화기(952-2)로 출력한다. 상기 수학식 1과 같은 천공 매트릭스 P_1 을 적용할 경우 상기 제1천공기(941-1)는 입력되는 4개의 변조 심벌들을 하나도 천공하지 않고 그대로 상기 제1 다중화기(951-1)로 출력하고, 제2천공기(941-2)는 입력되는 4개의 변조 심벌들을 첫 번째 변조 심벌과 세 번째 변조 심벌은 천공하지 않고, 두 번째 변조 심벌과 네 번째 변조 심벌은 천공하여 제2다중화기(951-2)로 출력한다.

<111> 한편, 상기 제1변조기(981-1)와 제2변조기(981-2)에서 출력된 신호는 제1천공기(991-1)와 제2천공기(991-2) 각각으로 입력되고, 상기 제1천공기(991-1)와 제2천공기(991-2)는 하기 수학식 3과 같은 천공 매트릭스를 적용하여 입력되는 변조 심벌들을 천공한 후 제2다중화기(952-2) 내지 제3다중화기(952-3)로 출력한다.

<112> **【수학식 3】** $P_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

<113> 상기 수학식 3과 같은 천공 매트릭스 P_2 을 적용할 경우 상기 제1천공기(991-1)는 입력되는 4개의 변조 심벌들을

<114> 첫 번째 변조 심벌과 세 번째 변조 심벌은 천공하고, 두 번째 변조 심벌과 네 번째 변조 심벌은 천공하지 않고 그대로 상기 제2다중화기(951-2)로 출력하고, 제2천공기(991-2)는 입력되는 4개의 변조 심벌들을 하나도 천공하지 않고 그대로 제3다중화기(951-3)로 출력한다.

<115> 상기 제1다중화기(951-1)는 상기 제1천공기(941-1)에서 출력한 신호를 그대로 상기 제1송신 안테나(ANT 1)로 송신하고, 상기 제2다중화기(951-2)는 상기 제2천공기(941-2)에서 출력한 신호와 상기 제1천공기(991-1)에서 출력한 신호를 다중화하여 상기 제2송신 안테나(ANT 2)로 송신하고, 상기 제3다중화기(951-3)는 상기 제2천공기(991-2)에서 출력한 신호를 다중화하여 상기 제3송신 안테나(ANT 3)로 송신한다. 여기서, 상기 제2다중화기(951-2)의 출력 신호를 살펴보면, 상기 제2천공기(941-2)에서 출력한 첫 번째 세 번째 변조 심벌들과, 상기 제1천공기(991-1)에서 출력한 두 번째 네 번째 변조 심벌들을 다중화하여 일련적인 4개의 변조 심벌들을 출력한다. 그래서, 상기 4개의 변조 심벌들 각각은 전혀 중첩되지 않은 변조 심벌들이 된다. 종래에는 중첩 안테나를 통해 송신되는 변조 심벌들 역시 중첩되기 때문에 상기와 같이 송신기가 BPSK 방식을 적용할 경우, 제1송신 안테나(ANT 1)와 제3송신 안테나(ANT 3)를 통해 송신되는 변조 심벌들은 BPSK 변조 심벌들이 반면에, 상기 중첩 안테나인 제2송신 안테나(ANT 2)를 통해 송신되는 변조 심벌들은 QPSK 변조 심벌들이 된다. 그러나, 본 발명은 상기에서 설명한 바와 같이 중첩되는 안테나, 즉 제2송신 안테나(ANT 2)로 송신되는 변조 심벌들은 상기 천공 과정에 따라 중첩되지 않기 때문에 그대로 BPSK 변조 심벌들이 되며, 따라서 상기 송신기

는 송신 안테나들 각각별로 동일한 constellation size를 가지는 심벌들을 송신하는 것이 가능하게 된다.

<116> 상기 설명에서는 상기 2개의 천공기들별로, 즉 제1천공기(941-1)와 제2천공기(941-2) 및 제1천공기(991-1)와 제2천공기(992-2) 각각에 천공 매트릭스 P_1 과 천공 매트릭스 P_2 를 적용하는 경우를 설명하였으며, 다음으로 상기 4개의 천공기들, 즉 제1천공기(941-1)와, 제2천공기(941-2)와, 제1천공기(991-1) 및 제2천공기(992-2)를 모두 고려하여 천공 매트릭스를 적용하는 경우를 설명하기로 한다. 상기 4개의 천공기들 모두를 고려한 천공 매트릭스는 하기 수학식 4 및 수학식 5와 같다.

<117>

$$P_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

【수학식 4】

<118>

$$P_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

【수학식 5】

<119> 상기 수학식 4의 천공 매트릭스 P_3 및 상기 수학식 5의 천공 매트릭스 P_4 각각은 각 열들의 엘리먼트 값들을 가산하면 모두 3이 됨을 알 수 있는데, 이렇게 엘리먼트 값들이 3이라는 것은 한 심벌 송신 시점에 4개의 변조 심벌들중 3개의 변조 심벌만이 전송됨을 알 수 있다. 첫 번째로, 상기 천공 매트릭스 P_3 의 행들을 살펴보면, 첫 번째 행은 제1송신 안테나(ANT 1)에 매핑되며, 두 번째 행 및 세 번째 행은 제2송신 안테나(ANT 2)에 매핑되며, 네 번째 행은 제3송신 안테나(ANT 3)에 매핑되는 것이다. 상기 천공 매트릭스 P_3 은 상기 두 번째 행 및 세 번째 행의 엘리먼트들에 상응하게 상기 제2천공기(941-2) 및 제1천공기(991-1)에서 출력되는 변조 심벌들이 천공되고, 결과적으로 상호 천공된 심벌 구간에 천공되지 않은 심벌 구간이 서로 삽

입되도록 제어하는 것이며, 상기 천공 매트릭스 P_4 는 중첩되는 안테나, 즉 제2송신 안테나(ANT 2)뿐만 아니라 나머지 안테나들 모두를 고려하여 적어도 하나의 간섭 성분만이 존재하도록 제어하는 것이다.

<120> 두 번째로, 상기 천공 매트릭스 P_4 의 행들을 살펴보면, 첫 번째 행은 제1송신 안테나(ANT 1)에 매핑되며, 두 번째 행은 제1송신 안테나(ANT 1) 혹은 제2송신 안테나(ANT 2)에 매핑되며, 세 번째 행은 제2송신 안테나(ANT 2) 혹은 제3송신 안테나(ANT 3)에 매핑되며, 네 번째 행은 제3송신 안테나(ANT 3)에 매핑되는 것이다. 즉, 상기 천공 매트릭스 P_4 의 엘리먼트들을 각각 다음과 같은 규칙으로 송신 안테나들 각각에 매핑된다.

<121>

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 2 & 0 & 2 & 1 & 2 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 2 & 3 & 2 & 0 & 2 & 3 & 2 \\ 3 & 3 & 0 & 3 & 3 & 3 & 0 & 3 \end{bmatrix}$$

<122> 상기 송신 안테나 매핑 규칙을 살펴보면, 상기 천공 매트릭스 P_4 의 엘리먼트들 각각이 어느 송신 안테나에 매핑되어야 하는지가 기재되어 있다. 즉, 천공 매트릭스 P_4 의 제1행의 엘리먼트들은 모두 제1송신 안테나(ANT 1)에 매핑되어야 하고, 천공 매트릭스 P_4 의 제2행의 엘리먼트들은 상기 송신 안테나 매핑 규칙이 1로 표기되었을 경우에는 제1송신 안테나(ANT 1)에 매핑되어야 하고, 2로 표기되었을 경우에는 제2송신 안테나(ANT 2)에 매핑되어야 한다. 이와 마찬가지로, 천공 매트릭스 P_4 의 제3행의 엘리먼트들은 상기 송신 안테나 매핑 규칙이 2로 표기되었을 경우에는 제2송신 안테나(ANT 2)에 매핑되어야 하고, 3으로 표기되었을 경우에는 제3송신 안테나(ANT 3)에 매핑되어야 한다. 마지막으로 천공 매트릭스 P_4 의 제4행의 엘리먼트들은 모두 제3송신 안테나(ANT 3)에 매핑되어야 한다. 이렇게 매핑함으로써 결과적으로 상호 천공된 심벌 구간에 천공되지 않은 심벌 구간이 서로 삽입되도록 제어하는 것을 가능하게 한다.

- <123> 그러면 여기서, 상기 송신기에서 BPSK 방식을 적용할 경우 트렐리스 구조를 설명하기로 한다.
- <124> 먼저, 상기 BPSK 방식을 적용할 경우 constellation을 도 12를 참조하여 설명하기로 한다.
- <125> 상기 도 12는 일반적인 BPSK 방식의 constellation을 도시한 도면이다.
- <126> 상기 도 12에 도시되어 있는 바와 같이 실수축(I)과 허수축(Q) 상에 constellation이 표시된다.
- <127> 그리고, 상기 종래 기술 부분에서 설명한 바와 같이 도 13에 overlapped combined array processing and diversity 방식에 따른 트렐리스 구조가 도시되어 있고, 도 14에는 본 발명에 따른 트렐리스 구조가 도시되어 있다. 상기 도 13과 도 14를 비교하면, 먼저 상기 도 13의 트렐리스 구조에서는 수신되는 신호를 디코딩함에 있어 모든 수신 심벌들에 대해서 상태 천이를 고려하지만, 즉 parallel transition을 고려하지만, 도 14의 트렐리스 구조에서는 parallel transition을 고려하지 않아도 됨으로 에러율이 감소한다.
- <128> 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

【발명의 효과】

<129> 상술한 바와 같은 본 발명은, overlapped combined array processing and diversity 방식에 따른 중첩 안테나 방식을 사용하면서도 천공 동작을 통해 실제 중첩 안테나를 통해 송신되는 신호의 중첩을 제거한다. 따라서, 본 발명은 송신 신호가 중첩되지 않기 때문에 다중화 이득과 다이버시티 이득을 동시에 획득한다는 이점을 가진다. 또한, 본 발명은 상기와 같이 송신 신호가 중첩되지 않기 때문에 수신기는 간섭 성분을 제거할 때 parallel transition을 고려하지 않아도 되기 때문에 에러율이 최소화된다는 이점을 가진다. 또한, 본 발명은 중첩 안테나를 통해 송신하는 신호가 천공 동작으로 중첩되지 않기 때문에 동일한 무선 처리 규격만을 가지고도 신호 송수신이 가능하여 하드웨어적인 복잡도가 감소한다는 이점을 가진다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

제1송신 안테나 내지 제3송신 안테나의 적어도 3개의 송신 안테나들을 구비하고, 상기 제1송신 안테나와 제2송신 안테나를 제1송신 안테나 그룹으로, 상기 제2송신 안테나와 제3송신 안테나를 제2송신 안테나 그룹으로 그룹화하는 중첩 안테나 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터를 송신하는 장치에 있어서,

상기 제1송신 안테나 그룹을 통해 송신할 L개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 L개의 정보 비트열들 각각을 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1변조 심벌열 및 제2변조 심벌열로 출력하는 제1변조기 및 제2변조기와,

상기 제2송신 안테나 그룹을 통해 송신할 또 다른 L개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 또 다른 L개의 정보 비트열들 각각을 상기 변조 방식으로 변조하여 제3변조 심벌열 및 제4변조 심벌열로 출력하는 제3변조기 및 제4변조기와,

상기 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 중 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 출력하는 제1천공기 내지 제4천공기와,

상기 제1천공기에서 출력한 변조 심벌열을 상기 제1송신 안테나를 통해 송신하도록 제어하고, 상기 제2천공기에서 출력한 변조 심벌열과 상기 제3천공기에서 출력한 변조 심벌열을 가산하여 상기 제2송신 안테나를 통해 송신하도록 제어하고, 상기 제3천공기에서 출력한 변조 심벌열을 상기 제3송신 안테나를 통해 출력하도록 제어하는 다중화기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 2】

제1항에 있어서,

상기 제1천공기 내지 제4천공기들 각각은 상기 제1변조기 내지 제4변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열들에 대해서 상기 천공되는 변조 심벌들의 개수를 동일한 개수로 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 3】

제1항에 있어서,

상기 제1천공기 내지 제4천공기들 각각은 상기 제1변조기 내지 제4변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열들에 대해서 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 주기적으로 반복되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 4】

제1항에 있어서,

상기 변조 심벌열을 구성하는 변조 심벌들의 개수가 4개일 경우 상기 제1천공기와 제2천공기는 하기 수학식 6과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치를 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【수학식 6】
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 첫 번째 행은 제1천공기에 적용되고, 두 번째 행은 제2천공기에 적용되며 엘리먼트 0의 위치

에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 5】

제4항에 있어서,

상기 변조 심벌열을 구성하는 변조 심벌들의 개수가 4개일 경우 상기 제3천공기와 제4천공기는 하기 수학식 7과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치를 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【수학식 7】
$$P_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_2 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 첫 번째 행은 제3천공기에 적용되고, 두 번째 행은 제4천공기에 적용되며 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 6】

제1항에 있어서,

상기 변조 심벌열을 구성하는 변조 심벌들의 개수가 8개일 경우 상기 제1천공기 내지 제4천공기는 하기 수학식 8과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치를 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【수학식 8】
$$P_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P₃에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 첫 번째 행은 제1천공기에 적용되고, 두 번째 행은 제2천공기에 적용되고, 세 번째 행은 제3천공기에 적용되고, 네 번째 행은 제4천공기에 적용되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 7】

제1항에 있어서,

상기 변조 심벌열을 구성하는 변조 심벌들의 개수가 8개일 경우 상기 제1천공기 내지 제4천공기는 하기 수학식 9와 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치를 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【수학식 9】

$$P_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P₄에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 첫 번째 행은 제1천공기에 적용되고, 두 번째 행은 제1천공기 혹은 제2천공기에 적용되고, 세 번째 행은 제2천공기 혹은 제3천공기에 적용되고, 네 번째 행은 제4천공기에 적용되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 8】

제1송신 안테나 내지 제3송신 안테나의 적어도 3개의 송신 안테나들을 구비하고, 상기 제1송신 안테나와 제2송신 안테나를 제1송신 안테나 그룹으로, 상기 제2송신 안테나와 제3송신

안테나를 제2송신 안테나 그룹으로 그룹화하는 중첩 안테나 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터를 송신하는 방법에 있어서,

상기 제1송신 안테나 그룹을 통해 송신할 L개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 L개의 정보 비트열들 각각을 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1변조 심벌열 및 제2변조 심벌열로 출력하는 과정과,

상기 제2송신 안테나 그룹을 통해 송신할 또 다른 L개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 또 다른 L개의 정보 비트열들 각각을 상기 변조 방식으로 변조하여 제3변조 심벌열 및 제4변조 심벌열로 출력하는 과정과,

상기 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 중 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 제1천공 심벌열 내지 제4천공 심벌열들로 출력하는 과정과,

상기 제1천공 심벌열을 상기 제1송신 안테나를 통해 송신하도록 제어하고, 상기 제2천공 심벌열과 제3천공 심벌열을 가산하여 상기 제2송신 안테나를 통해 송신하도록 제어하고, 상기 제4천공 심벌열을 상기 제3송신 안테나를 통해 출력하도록 제어하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 9】

제8항에 있어서,

상기 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들 각각에 대해서 상기 천공되는 변조 심벌들의 개수를 동일한 개수로 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 10】

제8항에 있어서,

상기 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열들에 대해서 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 주기적으로 반복되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 11】

제8항에 있어서,

상기 변조 심벌열을 구성하는 변조 심벌들의 개수가 4개일 경우 상기 제1변조 심벌열과 제2변조 심벌열은 하기 수학식 10과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

【수학식 10】
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 첫 번째 행은 제1변조 심벌열에 적용되고, 두 번째 행은 제2변조 심벌열에 적용되며 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 12】

제11항에 있어서,

상기 변조 심벌열을 구성하는 변조 심벌들의 개수가 4개일 경우 상기 제3변조 심벌열과 제4변조 심벌열은 하기 수학식 11과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

【수학식 11】
$$P_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_2 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 첫 번째 행은 제3변조 심벌열에 적용되고, 두 번째 행은 제4변조 심벌열에 적용되며 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 13】

제8항에 있어서,

상기 변조 심벌열을 구성하는 변조 심벌들의 개수가 8개일 경우 상기 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열 각각은 하기 수학식 12와 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

【수학식 12】
$$P_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_3 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 첫 번째 행은 제1변조 심벌열에 적용되고, 두 번째 행은 제2변조 심벌열에 적용되고, 세 번째 행은 제3변조 심벌열에 적용되고, 네 번째 행은 제4변조 심벌열에 적용되며, 엘리먼트

트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 14】

제8항에 있어서,

상기 변조 심벌열을 구성하는 변조 심벌들의 개수가 8개일 경우 상기 제1변조 심벌열 내지 제4변조 심벌열 각각은 하기 수학식 13과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

【수학식 13】

$$P_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_3 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 첫 번째 행은 제1변조 심벌열에 적용되고, 두 번째 행은 제1변조 심벌열 혹은 제2변조 심벌열에 적용되고, 세 번째 행은 제2변조 심벌열 혹은 제3변조 심벌열에 적용되고, 네 번째 행은 제4변조 심벌열에 적용되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 15】

송신기에서 M개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 변조 심벌열들을 N개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 데이터를 수신하는 장치에 있어서,

상기 N개의 수신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 N개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들을 입력하여 채널 추정하는 채널 추정기와,

상기 N개의 수신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 N개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 적어도 하나의 위치의 수신 심벌을 간섭 성분으로 제거하는 간섭 제거기와,

상기 송신기에서 송신 가능한 모든 정보 비트열들 각각에 대해 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 M개의 변조기들과,

상기 M개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 출력하는 M개의 천공기들과,

상기 M개의 천공기들에서 출력하는 변조 심벌열들이 상기 채널 추정기에서 채널 추정된 채널과 동일한 채널을 통해 송신되었을 경우의 가상 채널 출력과, 상기 수신 심벌열들을 가지고 병렬 천이를 고려하여 상기 송신기에서 송신한 송신 심벌열들을 검출하는 송신 심벌열 검출기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 16】

제15항에 있어서,

상기 M개의 천공기들 각각은 상기 M개의 변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열에 대해서 상기 천공되는 변조 심벌들의 개수를 동일한 개수 혹은 동일하지 않은 개수로 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 17】

제15항에 있어서,

상기 M개의 천공기들 각각은 상기 M개의 변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열에 대해서 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 주기적으로 반복되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 18】

송신기에서 M개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 변조 심벌열들을 N개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 데이터를 수신하는 방법에 있어서,

상기 N개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들을 입력하여 채널 추정하는 과정과,

상기 N개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 적어도 하나의 위치의 수신 심벌을 간섭 성분으로 제거하는 과정과,

상기 송신기에서 송신 가능한 모든 정보 비트열들 각각에 대해 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 M개의 변조 심벌열들로 출력하는 과정과,

상기 M개의 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 출력하는 과정과,

상기 적어도 하나의 변조 심벌이 천공된 변조 심벌열들이 상기 채널 추정기에서 채널 추정한 채널과 동일한 채널을 통해 송신되었을 경우의 가상 채널 출력과, 상기 수신 심벌열들을 가지고 병렬 천이를 고려하여 상기 송신기에서 송신한 송신 심벌열들을 검출하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 19】

제18항에 있어서,

상기 M개의 변조 심벌열들에 대해서 상기 천공되는 변조 심벌들의 개수를 동일한 개수로 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

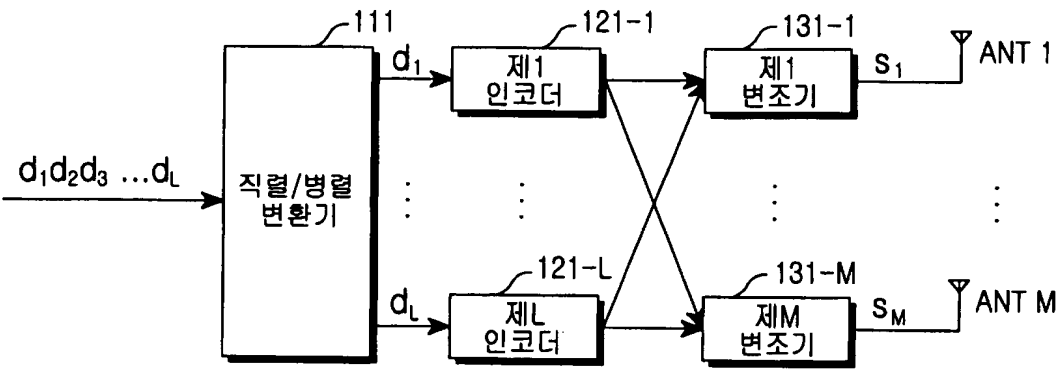
【청구항 20】

제18항에 있어서,

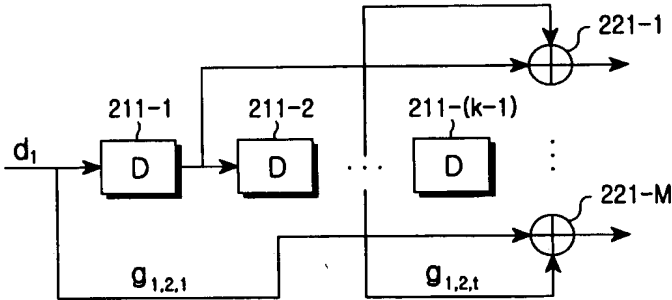
상기 M개의 변조 심벌열들 각각에 대해서 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 주기적으로 반복되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【도면】

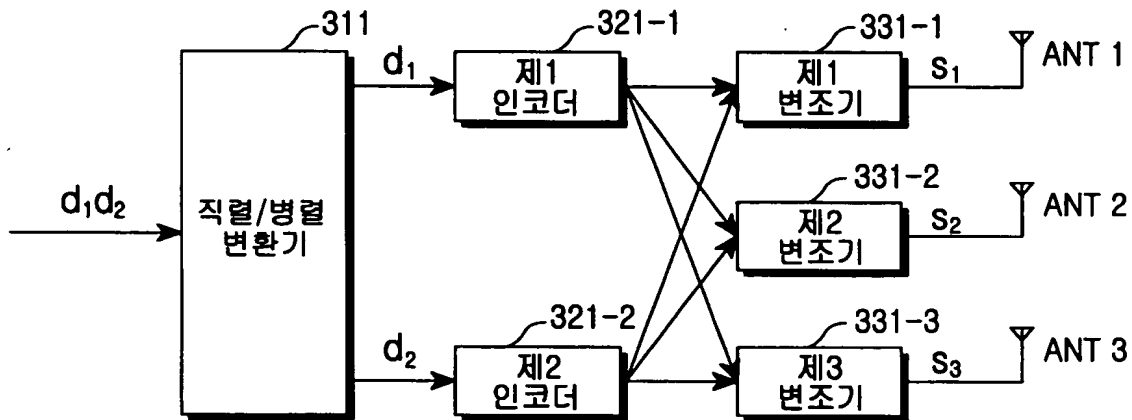
【도 1】



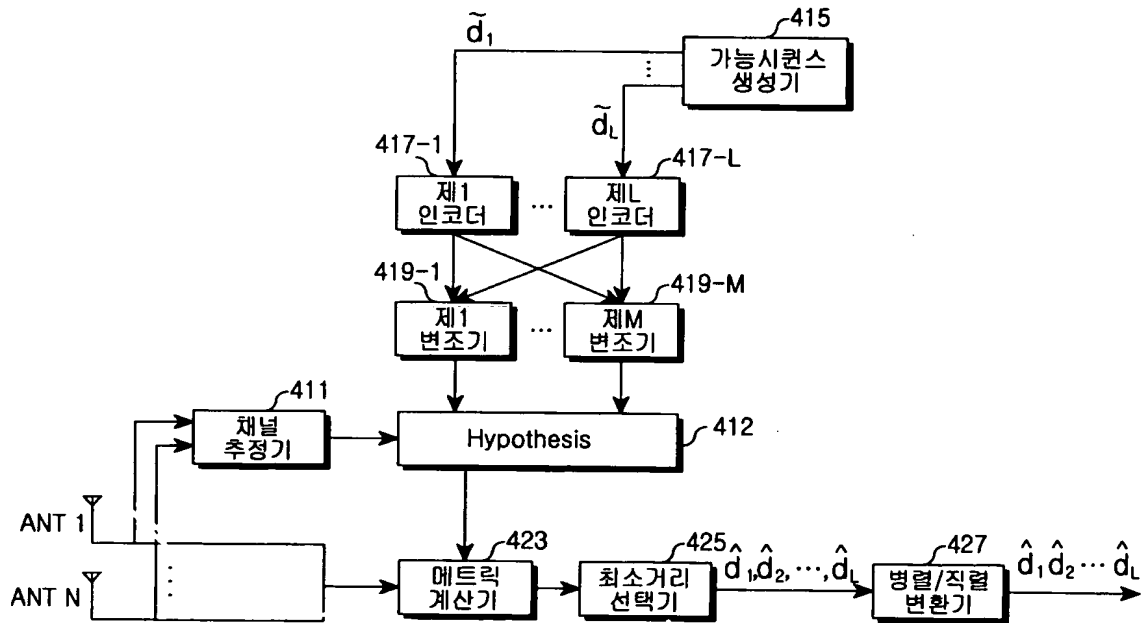
【도 2】



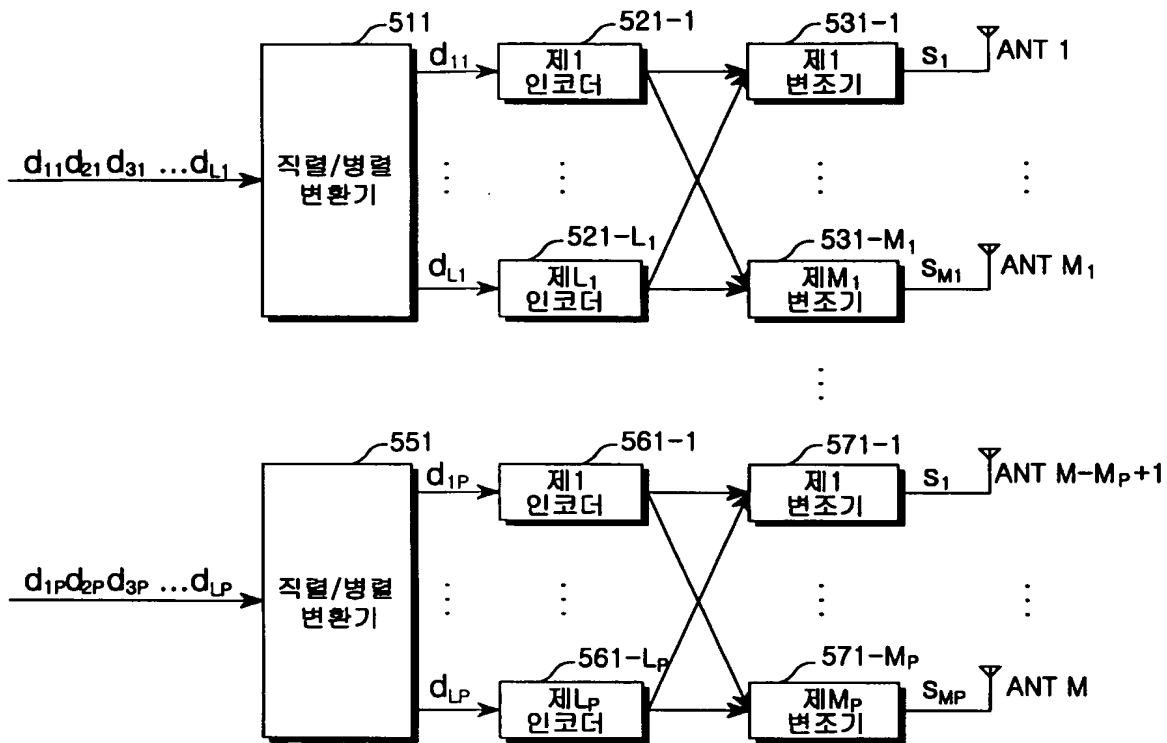
【도 3】



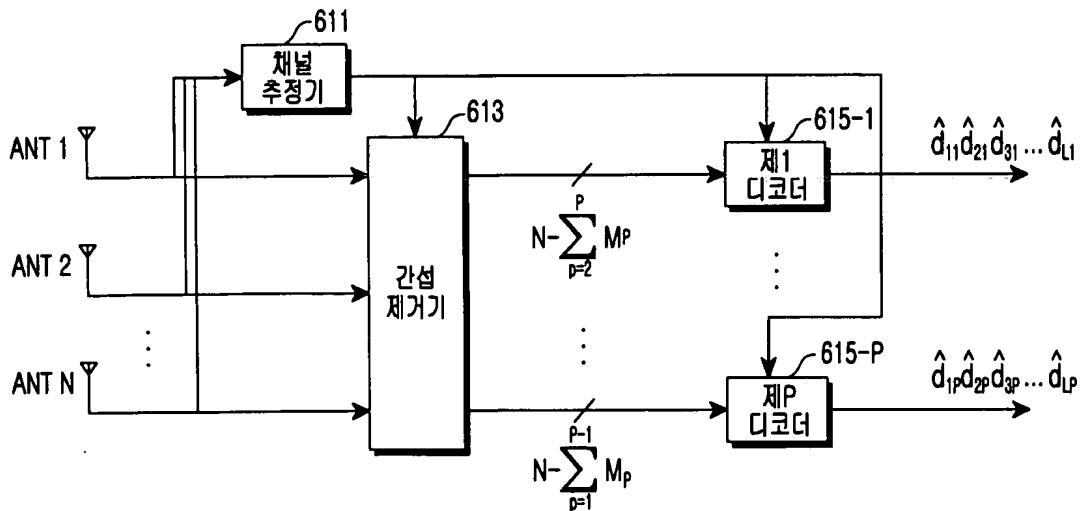
【도 4】



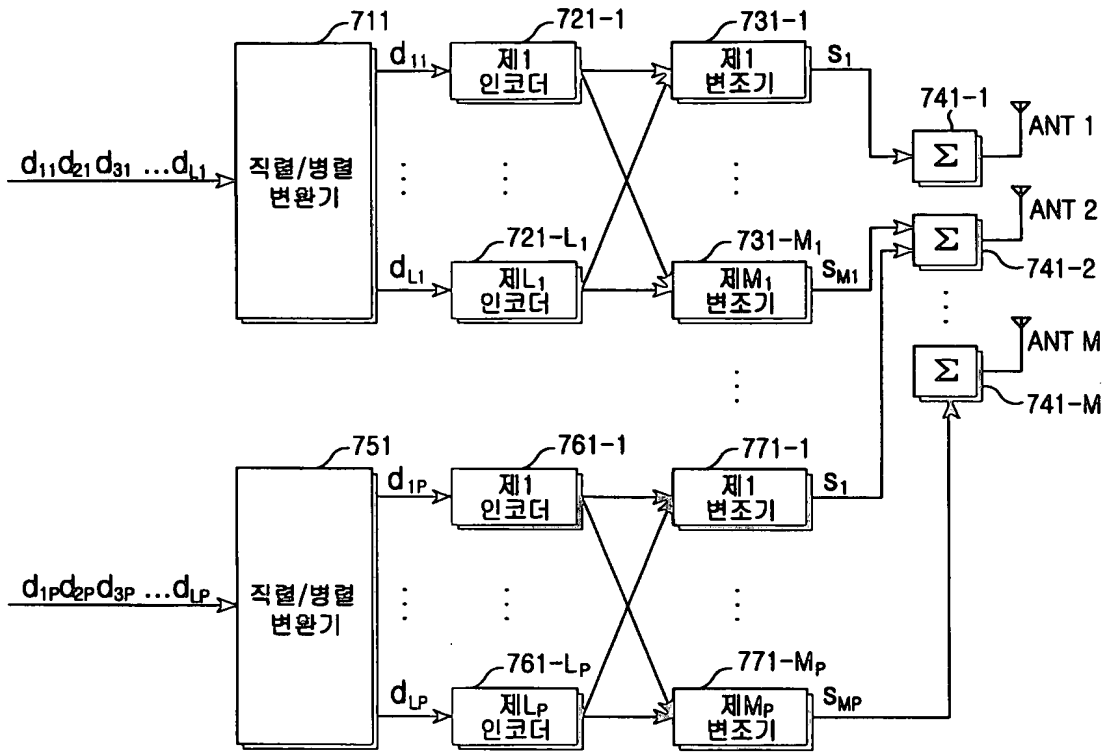
【도 5】



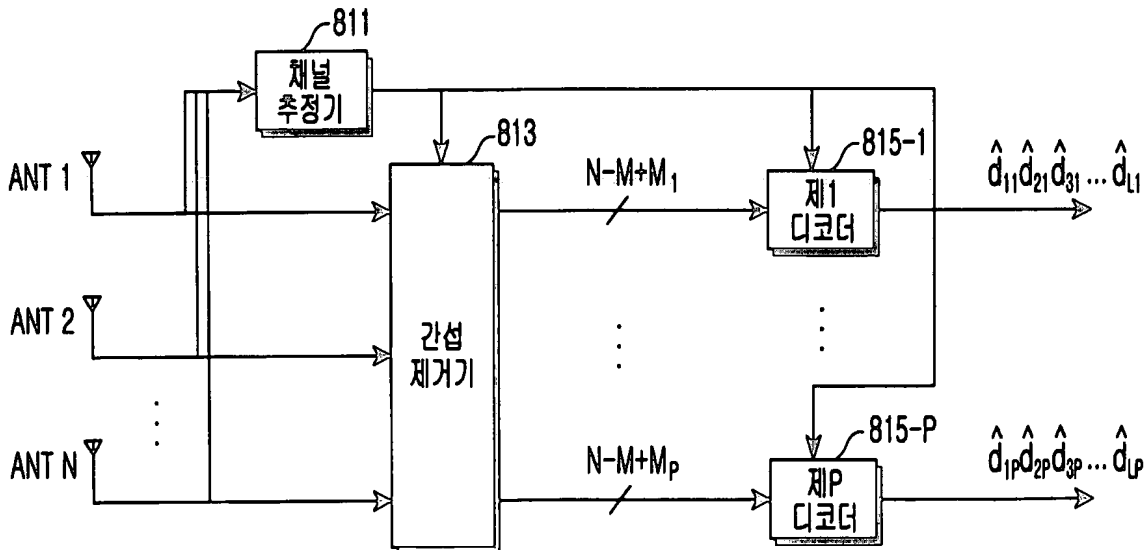
【도 6】



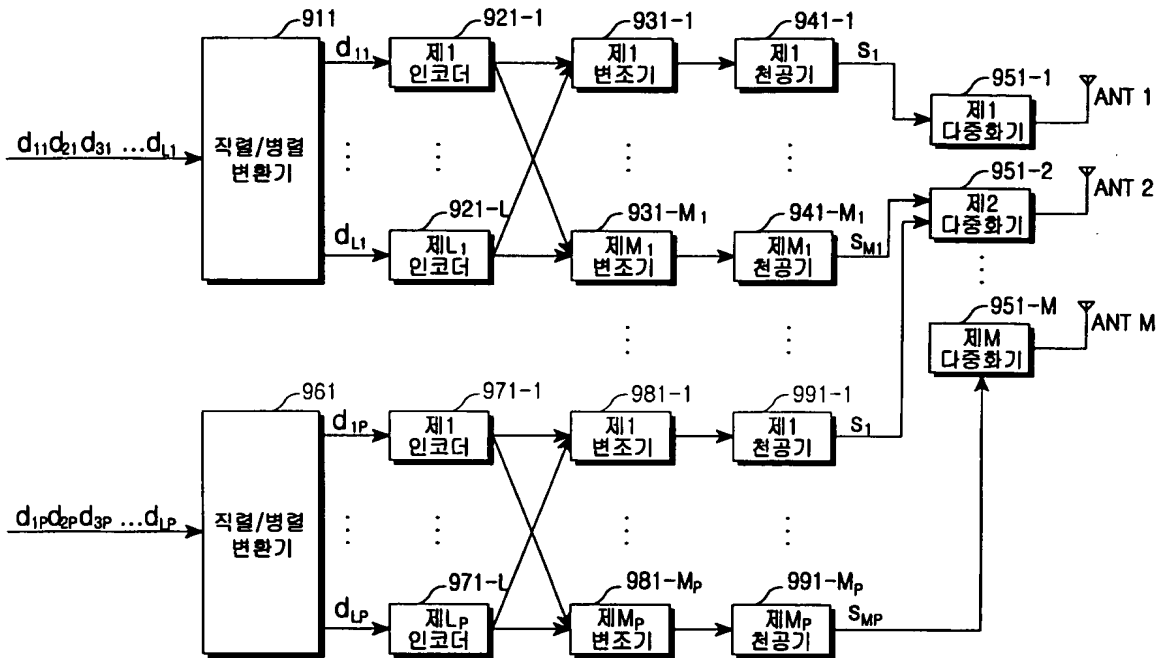
【도 7】



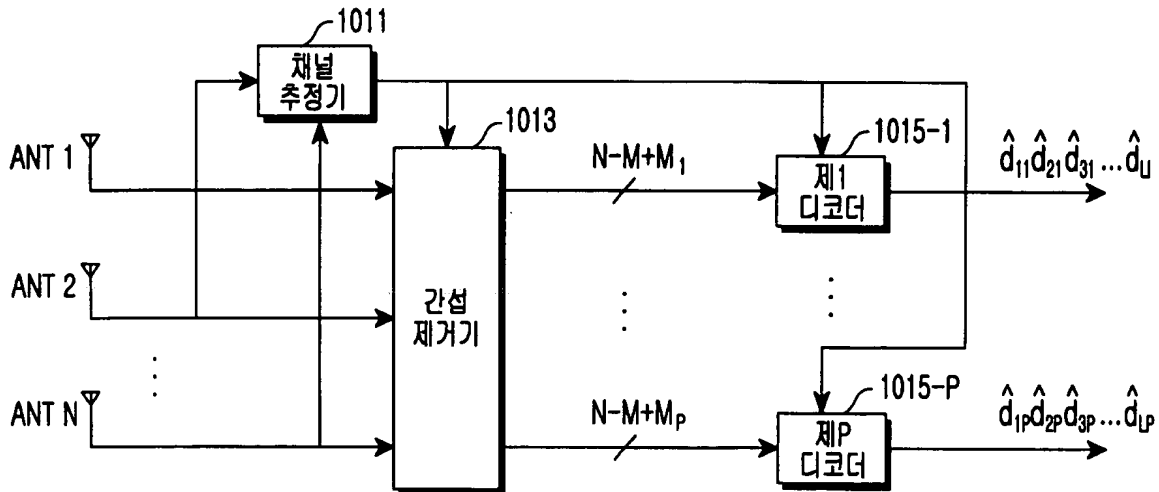
【도 8】



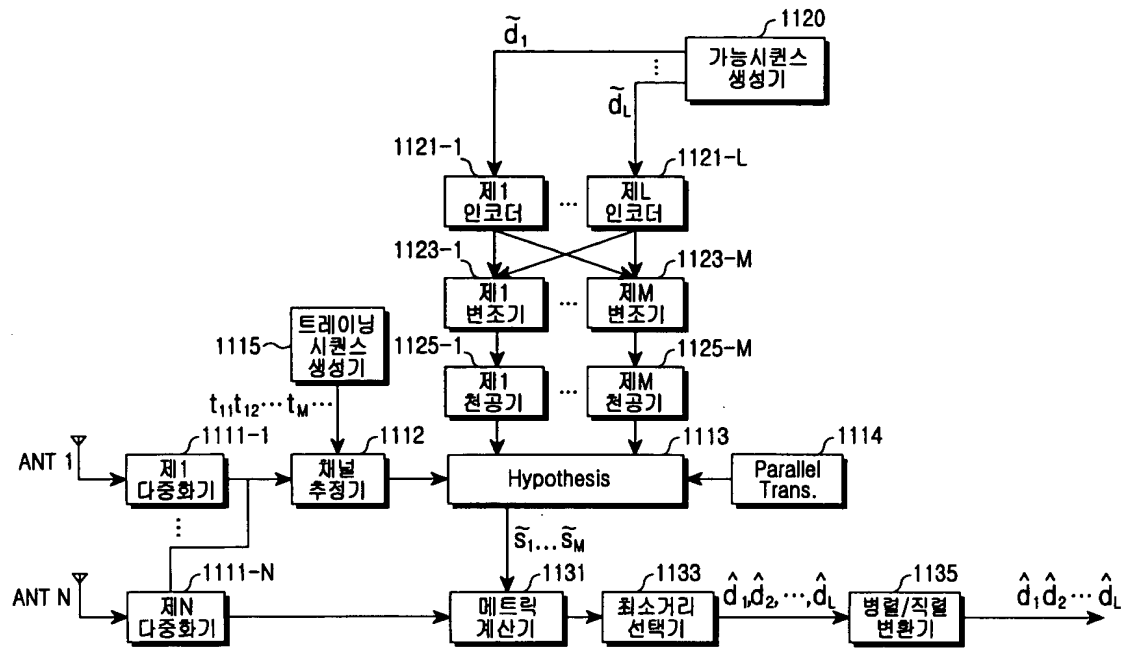
【도 9】



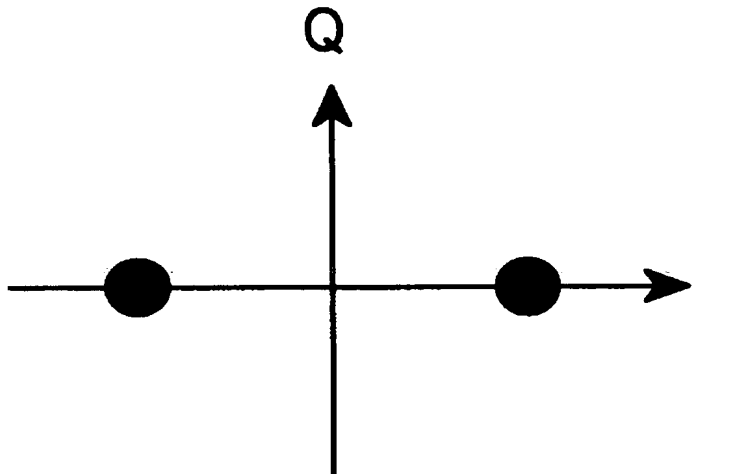
【도 10】



【도 11】

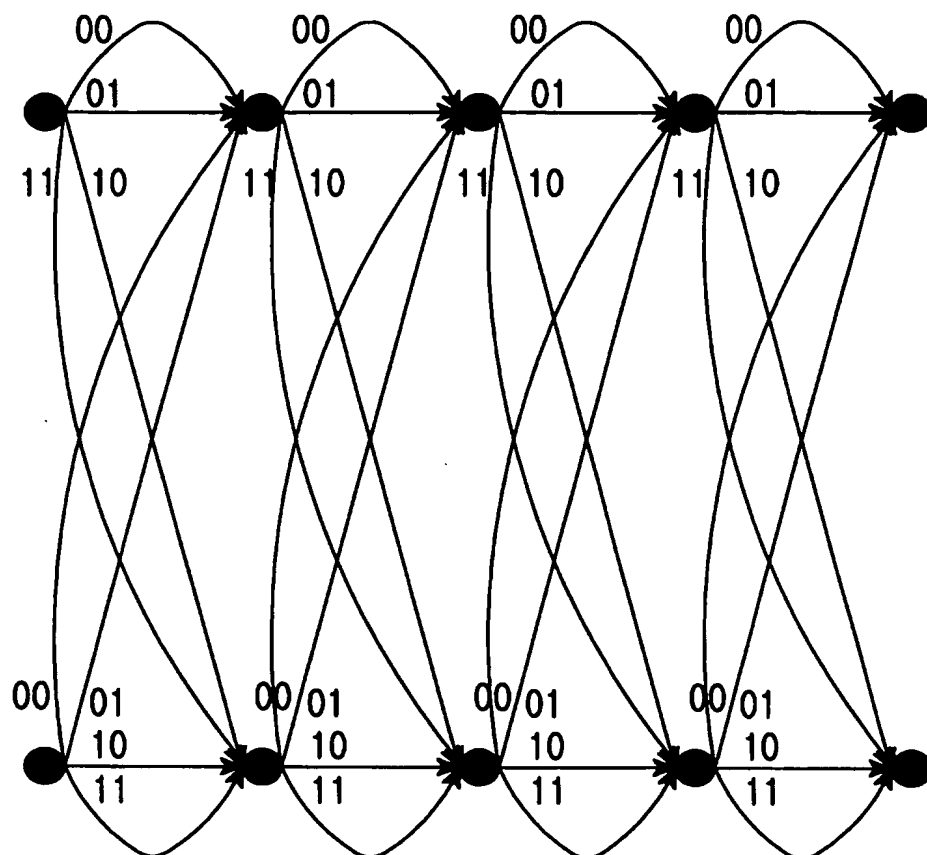


【도 12】





【도 13】





1020030001452

출력 일자: 2003/10/7

【도 14】

